MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SAMIR DE OLIVEIRA FERREIRA

ENSAIO POUCO INVASIVO PARA AVALIAÇÃO DE ESTABILIZADORES EM USINAS MULTIGERADORES

Rio de Janeiro
2013

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

SAMIR DE OLIVEIRA FERREIRA

ENSAIO POUCO INVASIVO PARA AVALIAÇÃO DE ESTABILIZADORES EM USINAS MULTIGERADORES

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Paulo César Pellanda - Dr. ENSAE
Co-orientador: Dr. Nelson Martins - Ph.D.

Rio de Janeiro
2013

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
Praça General Tibúrcio, 80-Praia Vermelha
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

621.3
F383l

Ferreira, Samir de Oliveira.

Ensaio Pouco Invasivo para Avaliação de Estabilizadores em Usinas Multigeradores/ Samir de Oliveira Ferreira; orientado por Paulo César Pellanda. – Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2013.

105 p.:il.

Dissertação: (mestrado) – Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2013.

1. Engenharia Elétrica. 2. Estabilizadores de Potência. 3. Ensaio de Campo. 4. Sinais de Sondagem. I. Pellanda, Paulo César II. Título. III. Instituto Militar de Engenharia.

CDD 621.3

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

SAMIR DE OLIVEIRA FERREIRA

ENSAIO POUCO INVASIVO PARA AVALIAÇÃO DE ESTABILIZADORES EM USINAS MULTIGERADORES

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Paulo César Pellanda - Dr. ENSAE

Co-orientador: Dr. Nelson Martins - Ph.D.

Aprovada em 04 de fevereiro de 2013 pela seguinte Banca Examinadora:

____
Prof. Paulo César Pellanda - Dr. ENSAE do IME - Presidente

____
Dr. Nelson Martins - Ph.D. do CEPEL

____
Prof. Glauco Nery Taranto - Ph.D. da COPPE/UFRJ

____
Prof. José Antonio Apolinário Júnior - D.Sc. do IME

Rio de Janeiro
2013

Este trabalho é dedicado a ...
Meu pai, Aparecido Ferreira, por ter sido meu maior exemplo de perseverança e dedicação, sempre me apoiando e incentivando à autosuperação.
Minha mãe, Solemar Gonçalves de Oliveira Ferreira, pelo amor infinito e compreensão sem limites dedicados a mim ao longo de minha vida.
Minha noiva, Drielle Camila Justus, pelo amor e apoio em todos os momentos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, por ter me concedido a oportunidade de ter trabalhado e convivido com profissionais do mais alto grau de competência, seriedade e simplicidade.

Ao meu orientador, Cel Prof. Paulo César Pellanda, pela presteza e diligência com que acompanhou e orientou a realização deste trabalho, além da oportunidade de mestrado oferecida a mim.

Ao meu co-orientador, Dr. Nelson Martins, pela atenção e profissionalismo com que idealizou e orientou à realização deste trabalho. Também pelo constante suporte e pela dedicação em contribuir com meu crescimento profissional ao longo de todo tempo em que convivemos.

A todos os professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial ao Prof. José Antonio Apolinário Júnior, por suas valiosas contribuições.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Aos meus pais Aparecido e Solemar, e meus irmãos Lucas e Samuel, que, mesmo à distância, foram importantes fontes de apoio e inspiração.

Finalmente, à minha noiva Camila, que, com seu apoio incondicional e doce amor, tornou a realização deste trabalho mais leve e agradável.

"The man who never reads will never be read; he who never quotes will never be quoted. He who will not use the thoughts of other men's brains, proves that he has no brains of his own."(Charles H. Spurgeon)

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

LISTA DE TABELAS

LISTA DE ABREVIATURAS

ABREVIATURAS

AVR	-	Automatic Voltage Regulator
CEPEL	-	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica
CPSD	-	Cross Power Spectrum Density
DFT	-	Discrete Fourier Transform
FC	-	Fator de Crista
FFT	-	Fast Fourier Transform
FT	-	Função de Transferência
FTMA	-	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	-	Função de Transferência de Malha Fechada
HVDC	-	High Voltage Direct Current
IRMLS	-	Inverse Repeat Maximum Length Sequence
LTI	-	Linear Time Invariant
MBI	-	Máquina - Barra Infinita
MCR	-	Matlab Compiler Runtime
MIMO	-	Multiple input - Multiple output
MLS	-	Maximum Length Sequence
ONS	-	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PRBS	-	Pseudo Random Binary Sequence
PSS	-	Power System Stabilizer
SEP	-	Sistema Elétrico de Potência
SIN	-	Sistema Interligado Nacional
SISO	-	Single input - Single output
SMIB	-	Single Machine Infinite Bus
SNR	-	Signal-Noise Ratio
SVD	-	Singular Value Decomposition
UG	-	Unidade Geradora

RESUMO

Estabilizadores de sistemas de potência têm sido largamente utilizados em usinas geradoras de energia elétrica para expandir os limites de estabilidade dos sistemas elétricos, uma vez que apresentam benefícios expressivos no aumento da confiabilidade desses sistemas e baixo custo de instalação e manutenção. No entanto, para que esses benefícios sejam efetivos, é importante que o ajuste dos parâmetros dos estabilizadores seja adequado e reavaliado regularmente, devido à constante expansão dos sistemas elétricos.

Recentemente, foi proposta uma metodologia para verificação da efetividade de estabilizadores em usinas com múltiplos geradores por meio de ensaio de campo pouco invasivo baseado no levantamento de respostas em frequência de malha fechada. O método é capaz de inferir a influência dos estabilizadores na dinâmica eletromecânica da usina por intermédio da comparação das características dos modos dominantes em malha aberta e fechada, sem a necessidade de desconectar geradores ou controladores. Contudo, para viabilizar a aplicação desta metodologia pela indústria, é necessário superar algumas limitações práticas verificadas na execução dos testes.

Este trabalho propõe, então, melhorias de âmbito prático para essa metodologia de ensaio, visando torná-lo mais ágil, confiável e preciso. São investigados diferentes sinais de sondagem, para utilização em ensaios de sistemas de potência, que permitam a execução de ensaios com maior rapidez e confiabilidade nos resultados, evitando os inconvenientes de possíveis grandes mudanças nas condições operativas do sistema durante a realização dos testes de campo. É proposto também um método de ensaio que reduz a influência de ruídos nas medidas efetuadas, denominado ensaio de polaridade reversa. Este ensaio consiste na aplicação de sinais de perturbação em contrafase em dois geradores de uma usina multigerador. Esta estratégia concentra a energia do sinal de sondagem apenas nos geradores excitados, cancelando a parcela do ruído comum às medidas dos dois geradores, proporcionando maior exatidão na identificação do modo de oscilação intraplanta e restringindo ainda mais a interferência no sistema como um todo.

Adicionalmente, são desenvolvidas ferramentas computacionais, especialmente projetadas para aplicação nos ensaios da metodologia proposta, que auxiliam na sintetização de sinais de sondagem e no processamento dos dados do ensaio. Estas ferramentas foram utilizadas na prática em um ensaio de campo realizado na usina hidrelétrica de Itaipu. Os resultados obtidos foram compatíveis com aqueles de simulações computacionais e confirmaram a efetividade do estabilizador de Itaipu no amortecimento dos modos de oscilação local e intraplanta da usina.

ABSTRACT

Power system stabilizers have been widely used in power plants to expand the limits of stability of electrical power systems, since they show significant benefits in increasing the power system reliability and have low cost of installation and maintenance. However, to render these benefits effective, it is important to tune the stabilizer parameters properly and reassess them regularly, due to the constant expansion of electrical systems.

Recently, a methodology to determine stabilizers effectiveness in multigenerator power plants by a less invasive field test, based on closed-loop frequency responses, was proposed. The method allows to infer the effect of stabilizers in the power plant electromechanical dynamics by comparing the characteristics of dominant modes in open and closed loop, without the need of disconnecting generators or controllers. However, to make this methodology feasible by industry, it is necessary to overcome some practical limitations observed when the field tests were performed.

Then, this work proposes some improvements in terms of practical procedures to this field testing methodology, to make it more agile, reliable and accurate. Different probing signals for power systems testing are investigated, which allow the field procedures to be performed faster and with more reliable results, avoiding the drawbacks of possible major changes in the system operating conditions during testing time. A new testing method, called reverse polarity test, is also proposed, which reduces the effect of noises on the measured data. This test consists of applying counter-phase disturbance signals in two generators of a power plant multigenerator. This strategy concentrates the probing signal energy only on the excited generators, canceling the portion of the noise which is common to the outputs of the two generators, providing more accuracy in the identification of the intraplant oscillating mode and further restricting the interference in the whole system.

Additionally, computational tools specially designed for use in field tests of the proposed methodology are developed, which are useful in synthesizing probing signals and processing measured test data. These tools were used in a field test performed in the Itaipu hydroelectric plant. The results were compatible with those of computational simulations and confirmed the effectiveness of the Itaipu stabilizer in damping the local and intraplant oscillation modes of the power plant.

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO E MOTIVAÇÃO

De acordo com (KUNDUR, 1994), a qualidade da energia fornecida por um sistema elétrico de potência deve alcançar certos padrões mínimos no que diz respeito à constância de frequência, tensão e confiabilidade. Com o atual aumento do mercado consumidor de energia elétrica e a construção de usinas distantes dos grandes centros consumidores, o fator confiabilidade passou a ter uma importância ainda maior, tanto no projeto quanto na operação de sistemas de potência de dimensões adequadas a suprir essa crescente demanda.

Um dos meios mais práticos e econômicos de aumentar a confiabilidade de um sistema é através da escolha e aplicação apropriadas de sistemas de excitação e estabilizadores de sistemas de potência para unidades geradoras. A habilidade de controlar a estabilidade angular de geradores síncronos através do sistema de excitação foi primeiramente identificada com o advento das excitatrizes de ação rápida e dos reguladores de tensão de atuação contínua (KUNDUR, 2003).

Contudo, conforme as unidades operando com sistemas de excitação de ação rápida se tornaram uma maior porcentagem da capacidade de geração, se tornou aparente que, apesar de contribuir significativamente para a melhora da estabilidade transitória, estes sistemas de excitação geralmente levavam à degradação do amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema (DANDENO, 1968). Oscilações de pequena magnitude e baixa frequência permaneciam, muitas vezes, por um longo período de tempo e em alguns casos estas oscilações se apresentavam como limitações na capacidade de transferência de potência.

Os estabilizadores de sistemas de potência, PSS na sigla inglesa, foram desenvolvidos para auxiliar no amortecimento destas oscilações por meio da modulação da excitação do gerador. Com a instalação de um estabilizador adequadamente projetado, as oscilações do sistema podem ser amortecidas enquanto se utiliza todo o potencial do sistema de excitação para melhora da estabilidade transitória. Estes equipamentos utilizam sinais auxiliares de realimentação como a velocidade do rotor, entre outros (BERUBE, 2007),

para controlar o sistema de excitação e produzir uma melhor desempenho dinâmico do gerador.

Todavia, vale ressaltar, que para que se consiga melhorias no desempenho dinâmico do sistema por meio da aplicação de PSSs, é necessário que estes equipamentos estejam adequadamente ajustados. O ajuste do PSS é inicialmente definido utilizando-se dados de ensaio de campo e simulações computacionais baseadas em modelos linearizados do sistema. Durante o comissionamento do equipamento, o ajuste encontrado computacionalmente é refinado, uma vez que, invariavelmente, existe um grau de incerteza de modelagem envolvido nos cálculos do ajuste inicial que pode afetar o desempenho real do sistema. Após o ajuste de comissionamento ser efetuado, recomenda-se ainda que este seja verificado e reajustado a cada 3 anos, (FARMER, 1983). Esta recomendação se deve às mudanças topológicas decorrentes da expansão do sistema ao longo do tempo, que pode ter reflexos nos modos oscilatórios locais e interáreas do sistema.

Neste contexto, foi desenvolvido em (BOSSA, 2011), uma metodologia que emprega informações de funções de transferência especiais para verificação do ajuste de estabilizadores de usinas com apenas um gerador ou multigerador. Tal método se baseia em medidas de resposta em frequência obtidas em ensaios de campo que, explorando a característica de simetria geralmente encontrada na topologia de usinas multigerador, permitem obter informações a respeito da atuação do PSS tanto no modo de oscilação local da usina contra o sistema como em sua dinâmica intraplanta.

Entretanto, algumas limitações de ordem prática foram constatadas na execução do ensaio nas primeiras aplicações da metodologia como, por exemplo, o longo tempo de ensaio para obtenção dos dados e a baixa relação sinal/ruído para algumas medidas importantes. O longo tempo de ensaio pode prejudicar a qualidade do resultado final, uma vez que o sistema é não linear e as medidas podem ser tomadas em diferentes pontos da curva de carga do sistema, ou seja, em diferentes pontos de sua operação. Tendo em vista então o aperfeiçoamento da técnica, este trabalho objetiva investigar e desenvolver metodologias que permitam aumentar a eficiência e praticidade da aplicação daquela metodologia de ensaio, bem como aumentar a confiabilidade dos resultados obtidos através dela.

Para tanto, é proposta neste trabalho a metodologia de ensaio de polaridade reversa, que visa garantir uma maior imunidade a ruídos no levantamento das informações da influência do ajuste do PSS nos modos oscilatórios da usina. Também são investigados sinais de sondagem com características favoráveis à aplicação em ensaios de sistema de

potência, e que permitam maior rapidez e praticidade no levantamento de respostas em frequência necessárias à obtenção de resultados conclusivos.

Além disso, são apresentadas ferramentas computacionais desenvolvidas para auxiliar no processamento dos dados do ensaio, permitindo à equipe de ensaio fazer a verificação dos resultados *in loco*.

O novo sinal de sondagem, assim como as ferramentas computacionais, foram utilizadas em um ensaio realizado na usina hidrelétrica de Itaipu, em maio de 2011, para verificação de sua aplicabilidade prática. Contudo, a metodologia de ensaio em polaridade reversa, desenvolvida posteriormente, não pôde ser testada de forma prática em tempo hábil para publicação dos resultados nesta monografia. Dessa forma, são apresentados somente resultados de simulações computacionais para ilustrar as características da metodologia.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho visa investigar técnicas já existentes, assim como propor novas metodologias, com o intuito de aumentar a eficiência e confiabilidade dos resultados obtidos com ensaios de campo baseados na metodologia descrita em (BOSSA, 2011) para verificação do ajuste de estabilizadores de usinas elétricas, ao mesmo tempo que procura desenvolver ferramentas para prover o processo de ensaio de algum automatismo.

De forma a alcançar este objetivo principal, são traçados os seguintes objetivos específicos:

- apresentar conceitos básicos da estabilidade eletromecânica de sistemas de potência, de forma a por em contexto a contribuição do PSS na melhora do desempenho do sistema;
- descrever as metodologias, convencionais e proposta em (BOSSA, 2011), utilizadas na verificação de ajuste de PSSs;
- propor a nova metodologia de ensaio em polaridade reversa, para aumentar a eficiência e confiabilidade dos resultados obtidos com ensaios de campo;
- apresentar um estudo sobre sinais mais sofisticados e eficientes para utilização em ensaios de sistemas de potência;

- desenvolver ferramentas computacionais que auxiliem o processamento de dados do ensaio de campo, utilizando metodologias mais adequadas;
- apresentar resultados do ensaio em Itaipu e comparar com os obtidos via simulação computacional.

1.3 ORGANIZAÇÃO

No Capítulo 2, são apresentados os conceitos básicos de estabilidade em sistemas de potência e a influência e estrutura dos estabilizadores de sistemas de potência. No Capítulo 3, são abordadas as técnicas de verificação da eficácia do ajuste de PSSs convencionais e também aquela proposta em (BOSSA, 2011), assim como os procedimentos dos ensaios de campo resultantes dessas técnicas. O Capítulo 4 apresenta conceitos básicos da análise de sistemas multivariáveis e de modelo estatístico de variáveis aleatórias, para melhor fundamentar a metodologia de ensaio em polaridade reversa, proposta neste trabalho. Adicionalmente, é realizado um estudo de alguns sinais utilizados em ensaios de sistema de potência, bem como das técnicas para sintetização destes. Os resultados da aplicação do ensaio à usina de Itaipu 60Hz são avaliados no Capítulo 5. Conclusões e considerações finais são apresentados no Capítulo 6. O apêndice traz a apresentação das ferramentas computacionais desenvolvidas como um primeiro passo para automatização do ensaio de campo para verificação do ajuste de PSS em usinas elétricas.

2 ESTABILIDADE EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

Segundo (KUNDUR, 2004), o conceito de estabilidade em sistemas de potência pode ser definido como a capacidade de um SEP de, para uma dada condição operativa inicial, retornar a um estado de equilíbrio operacional aceitável após ser submetido a uma perturbação, mantendo a maioria de suas variáveis limitadas, de forma que praticamente todo o sistema permaneça intacto.

Em princípio, o problema da estabilidade se refere à manutenção da operação síncrona. Uma vez que os sistemas de potência utilizam máquinas síncronas para geração de potência elétrica, o sincronismo entre todos os geradores é uma condição necessária para operação satisfatória do sistema. Este aspecto da estabilidade é primariamente influenciado pela dinâmica do ângulo do rotor do gerador síncrono e pela relação potência-ângulo. Contudo, em certas condições, verifica-se a perda da estabilidade sem que haja perda do sincronismo, como é o caso de eventos de colapso de tensão na carga. Nestas ocasiões o sincronismo das máquinas é de pouco interesse e entra em cena a estabilidade e controle de tensão.

A estabilidade, como definida, é também avaliada considerando-se o comportamento do sistema quando sujeito a perturbações. Estas perturbações podem ser de pequena ou grande magnitude. Pequenas perturbações na forma de variações de carga ocorrem constantemente e o sistema deve ser capaz de se ajustar a estas mudanças de condição, suprindo adequadamente o máximo de carga possível. O SEP também deve ser capaz de suportar perturbações maiores como curto-circuitos em linhas de transmissão ou perda de grandes geradores ou cargas.

Em cada uma dessas situações a resposta de um número limitado de equipamentos é significante para análise da estabilidade do sistema. Dessa forma, várias suposições são geralmente feitas para simplificar o problema e focar nos fatores que influenciam o tipo específico de problema de estabilidade que se deseja investigar.

Apesar de a análise de estabilidade de um sistema de potência ser um problema único, abordá-la dessa forma é impraticável, tendo em vista a extrema complexidade da modelagem e análise requerida para verificação de seus diversos aspectos práticos. Sendo assim, a análise de problemas de estabilidade, a identificação de fatores que contribuem para a instabilidade e o desenvolvimento de métodos que garantam a operação estável do

sistema são muito facilitados pela classificação da estabilidade em categorias apropriadas. A FIG. 2.1 apresenta a classificação da questão da estabilidade em sistemas de potência, identificando as classes e subclasses em termos dos seguintes critérios:

- natureza física da instabilidade;
- magnitude da perturbação considerada;
- dispositivos, processos e tempo de análise que devem ser considerados para determinar estabilidade;
- método mais apropriado para cálculo e predição da estabilidade.

Nas próximas seções são abordadas, com mais detalhes, as classes e subclasses da questão de estabilidade em SEPs que são objeto de estudo deste trabalho.

2.1 ESTABILIDADE DE ÂNGULO

A estabilidade de ângulo do rotor se refere à capacidade das máquinas síncronas de um SEP interconectado de permanecerem em sincronismo após terem sido sujeitas a uma perturbação. Esta depende da capacidade de cada máquina síncrona do sistema de manter ou restaurar o balanço entre os torques eletromagnético e mecânico. A instabilidade, nesse caso, ocorre na forma de crescentes variações angulares de alguns geradores resultando finalmente na perda de seu sincronismo com os outros geradores do sistema.

A estabilidade de ângulo do rotor envolve o estudo de oscilações eletromecânicas inerentes aos sistemas de potência. Um fator fundamental neste problema é a maneira como a potência entregue pelo gerador síncrono varia com a alteração do ângulo de seu rotor.

Em regime permanente, existe equilíbrio entre o torque eletromagnético e o torque mecânico aplicado aos eixos dos geradores do sistema, mantendo a velocidade de rotação constante. Se o sistema é perturbado, o equilíbrio é desfeito, e o rotor apresenta aceleração ou desaceleração. Se um gerador possuir temporariamente uma velocidade de rotação superior à de outro, a posição angular de seu rotor em relação à do gerador mais lento avançará. A diferença angular resultante transfere parte da carga do gerador mais lento para o mais rápido, por meio da relação potência-ângulo, o que tende a reduzir a diferença de velocidade entre os geradores bem como a separação angular. Contudo, sendo a relação potência-ângulo fortemente não-linear, além de um certo limite, um aumento na separação

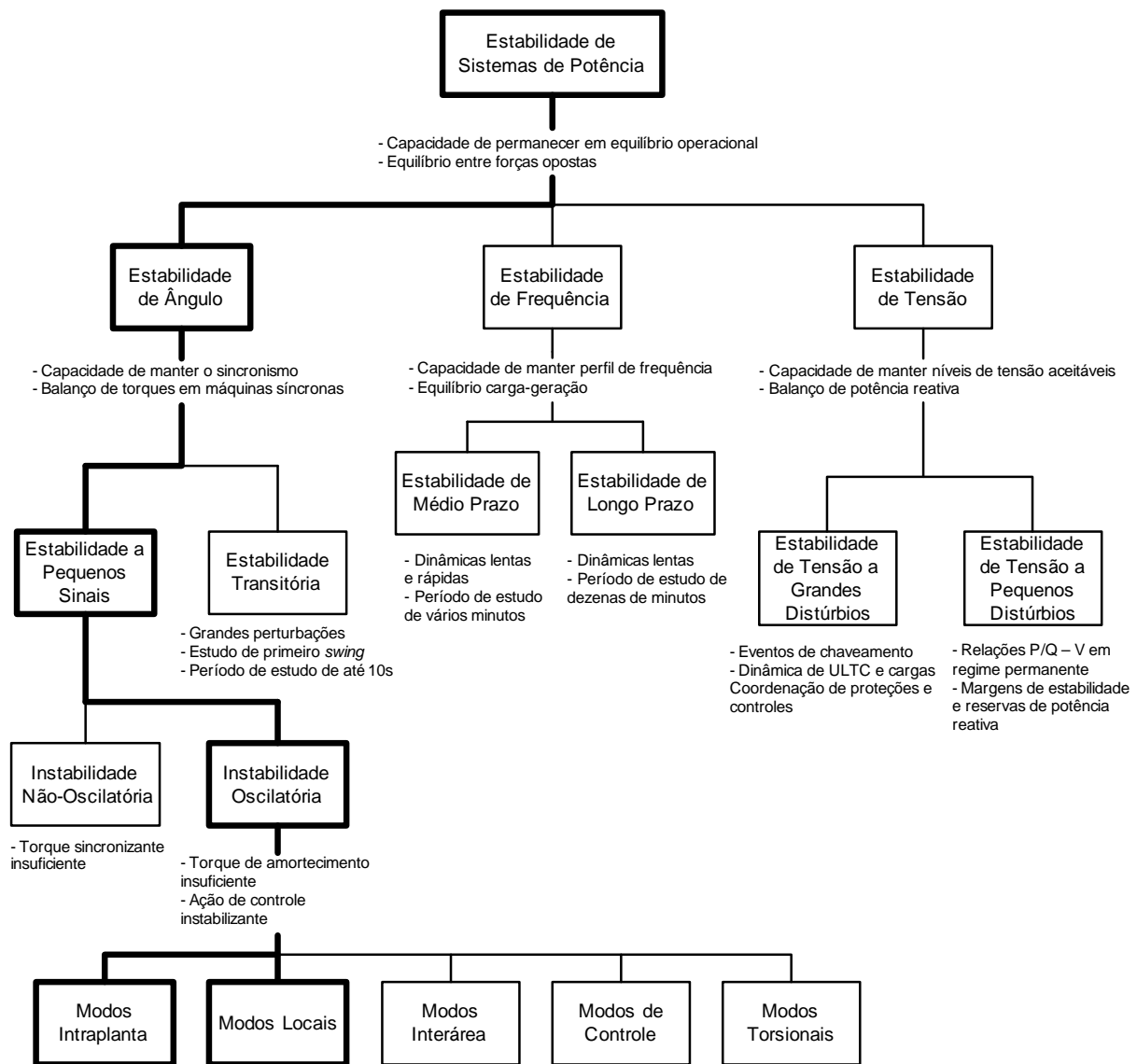



FIG. 2.1: Classificação da estabilidade de sistemas de potência. Em negrito a classe e subclasse sob estudo neste trabalho.

angular acarreta em uma diminuição da potência transferida de forma que a separação angular poderá aumentar ainda mais e levar o sistema à instabilidade.

Por conveniência de análise e para a obtenção de informações úteis sobre a natureza dos problemas de estabilidade, é comum classificar a estabilidade de ângulo do rotor em duas categorias: estabilidade a pequenos sinais e estabilidade transitória.

A estabilidade a pequenos sinais se preocupa com a capacidade do sistema de potência em manter o sincronismo quando sujeito a pequenas pertubações. As perturbações são consideradas como sendo suficientemente pequenas, de forma que seja possível a lineariza-

ção das equações do sistema para propósitos de análise.

A estabilidade transitória, em contrapartida, tem relação com a capacidade do sistema de manter o sincronismo em face de perturbações severas, como curto circuitos e perdas de carga ou geração. A resposta resultante do sistema envolve grandes excursões do ângulo do rotor do gerador e é significativamente influenciada pela não-linearidade da relação potência-ângulo.

2.2 ESTABILIDADE A PEQUENOS SINAIS

A análise a pequenos sinais utilizando técnicas lineares fornece informações úteis sobre as características dinâmicas inerentes ao SEP (Sistema Elétrico de Potência) e auxilia no seu projeto. Como dito anteriormente, considera-se que as perturbações as quais o sistema esteja sujeito sejam pequenas o bastante para que as equações que descrevem a resposta resultante deste sistema possam ser linearizadas para efeitos de análise. Estas pequenas perturbações ocorrem constantemente, na forma de variações estocásticas de carga. Um sistema de potência deve ser capaz de suportá-las, sem perda do sincronismo entre os geradores e mantendo níveis aceitáveis de desempenho dinâmico.

Em sistema elétricos de potência, a variação no torque elétrico de um gerador síncrono após uma perturbação pode ser decomposta em duas componentes

$$\Delta Te \triangleq \underbrace{K_S \Delta\delta}_{\Delta Te_S} + \underbrace{K_D \Delta\omega}_{\Delta Te_D}. \tag{2.1}$$

A componente ΔTe_S da equação (2.1) é a componente da variação de torque que está em fase com a variação do ângulo do rotor $\Delta\delta$ e é referida como componente de torque sincronizante. Esta componente diz respeito à intensidade com a qual as máquinas tendem a restabelecer o balanço de torques após uma perturbação. Já ΔTe_D é a componente que está em fase com a variação da velocidade do rotor $\Delta\omega$, sendo denominada como torque de amortecimento, uma vez que é responsável por amortecer oscilações entre os rotores dos geradores por ocasião de uma perturbação.

A estabilidade do sistema depende da existência de ambas as componentes do torque elétrico para cada um dos geradores síncronos conectados no sistema. A falta de torque sincronizante resulta na instabilidade através de um desvio aperiódico crescente do ângulo do rotor, enquanto a falta de torque de amortecimento resulta em instabilidade oscilatória.

De acordo com (KUNDUR, 1994; ROGERS, 2000; BAKER, 1975), nos SEPs atuais, o

problema de estabilidade a pequenos sinais é geralmente o de amortecimento insuficiente das oscilações do sistema. A estabilidade dos seguintes tipos de oscilação são de interesse:

- Modos intraplanta: diz respeito às oscilações entre as unidades geradoras de uma mesma usina.
- Modos locais, máquina-sistema ou modos gerador agregado: está associado com a oscilação das unidades geradoras de uma usina contra o restante do sistema.
- Modos interárea: são associados à oscilação de vários geradores em uma parte do sistema contra geradores em outras partes. Geralmente é causado por grupos de geradores fortemente acoplados ligados a outros grupos por interligações fracas (ROGERS, 1999).
- Modos de controle: estão relacionados às unidades geradoras e outros controladores. O ajuste inadequado de sistemas de excitação, reguladores de velocidade, conversores HVDC e SVC's são as causas usuais de instabilidade desses modos.
- Modos torsionais: são associados aos componentes rotacionais do eixo turbina-gerador. A instabilidade dos modos torsionais podem ser causada por interação com ajustes de controles de dispositivos do sistema, tais como excitação das máquinas, reguladores de velocidade, linhas com compensação série, entre outros.

Sendo assim, a análise de estabilidade a pequenas perturbações permite a utilização de um modelo linear do SEP que descreve seu comportamento dinâmico em torno de um ponto de operação qualquer. Este modelo possibilita a utilização metodologias disponíveis apenas para sistemas lineares, como a análise modal, para estudo das oscilações de um SEP, permitindo caracterizar as oscilações de um SEP de forma rápida e acurada. Esta ampla gama de informações que pode ser obtida por estas metodologias fornece subsídio para o projeto e o ajuste de elementos de controle.

Para sistemas de grande porte, esta vantagem é particularmente importante, uma vez que o estudo das características dinâmicas dos modos de oscilação de um SEP pode se tornar bastante complicado, quando feito somente através de simulações não-lineares. Estes sistemas podem ter vários modos interáreas em frequências bastante próximas, o que torna trabalhoso separá-los de uma resposta na qual mais de um deles é excitado (ROGERS, 2000). Contudo, a não-linearidade dos SEPs não deve ser completamente

desconsiderada. O que significa que controladores projetados fazendo uso de modelos lineares devem ser testados por meio de simulações não-lineares do sistema sob grande variedade de condições operativas.

2.3 ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA - PSS

No contexto de problemas de estabilidade em SEPs, os estabilizadores de sistema de potência (PSS - Power System Stabilizer) têm sido largamente utilizados, ao longo das últimas décadas, para amortecimento de oscilações eletromecânicas. A habilidade de atuar na estabilidade de ângulo através do sistema de excitação foi inicialmente identificada com o advento das excitatrizes de ação rápida e dos reguladores de tensão de atuação contínua (BERUBE, 2007). Essencialmente, esses equipamentos agem por meio do sistema de excitação de maneira a gerar uma componente de torque elétrico em fase com o desvio de velocidade do rotor, contribuindo assim com o aumento da componente de torque elétrico de amortecimento ΔTe_D.

O PSS é o equipamento mais economicamente efetivo no controle de amortecimento de oscilações eletromecânicas (ROGERS, 2000). Isto se deve ao fato da potência de atuação ser fornecida pelo próprio gerador, enquanto o PSS apenas adiciona uma modulação à referência do regulador automático de tensão do gerador. O conceito fundamental de produzir torque elétrico proporcional à velocidade do rotor é realizado através de uma rede simples de avanço de fase, de forma a ajustar a amplitude do sinal de entrada e provê-lo do defasamento adequado (BOLLINGER, 1980).

Nas seções subsequentes, é desenvolvido o modelo simplificado de um gerador conectado a um SEP de grande porte, na forma de diagrama de blocos, inicialmente proposto em (HEFFRON, 1952), e utilizado em (DE MELLO, 1969). Será analisada a estabilidade a pequenos sinais do sistema da FIG. 2.2, com o gerador síncrono sendo representado por modelos de diferentes níveis de detalhamento, partindo-se do modelo clássico e adicionando os efeitos da dinâmica do circuito de campo e sistema de excitação. Por meio desta análise, pretende-se evidenciar a influência do PSS na melhora da estabilidade a pequenos sinais e desempenho dinâmico de geradores síncronos. Também é apresentada a topologia clássica dos PSSs, assim como os principais sinais utilizados como entrada para derivação do sinal estabilizador.

2.3.1 MODELO DINÂMICO DE HEFFRON-PHILLIPS

A análise de sistemas com configurações simples é notavelmente útil no entendimento de conceitos básicos e aspectos físicos envolvidos nos fenômenos de estabilidade de sistemas de potência. Devido ao tamanho e complexidade da representação de um SEP em sua totalidade, é recomendável que, para estudos do comportamento dinâmico de apenas uma usina ou gerador e seus controladores associados, sejam consideradas algumas simplificações. Ademais, apenas uma pequena parcela dos elementos de um SEP de grande extensão está efetivamente acoplada à dinâmica do elemento sob estudo. Isto permite que todo o SEP que se conecta a essa usina possa ser representado por um modelo equivalente simplificado. Este modelo é usualmente conhecido como modelo Máquina-Barra Infinita.

Neste modelo, considera-se que o SEP ao qual a usina ou gerador está conectado é grande o suficiente, a ponto de que qualquer perturbação nesta usina não seja capaz de alterar de maneira significativa as grandezas do SEP ao qual está conectada. Levando este conceito ao limite, supõe-se que, do ponto de vista do local de conexão da usina sob análise, o sistema restante se comporte como uma fonte de tensão alternada ideal, i.e., de magnitude e ângulo fixos. A conexão entre a usina e esta fonte ideal, comumente chamada de barra infinita, é modelada por uma impedância externa Z_{eq}. Para o caso de usinas onde suas unidades geradoras são dinamicamente idênticas, pode-se representar toda a usina por apenas um gerador agregado, de características iguais a dos geradores originais, porém com potência igual ao somatório da capacidade da usina.

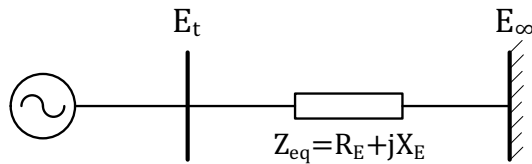



FIG. 2.2: Máquina conectada a um grande SEP através de linhas de transmissão.

A análise das oscilações eletromecânicas em geradores de um SEP tem sua base nas equações de balanço de uma máquina síncrona ((2.2) e (2.3)), que relacionam o torque mecânico ΔT_M aplicado ao rotor pela fonte primária de energia com o torque elétrico ΔTe produzido pelo gerador e a variação de velocidade do rotor $\Delta\omega$; onde H é a constante de inércia do gerador, ω_0 a velocidade síncrona em rad/s e δ é o ângulo do rotor em rad.

$$\Delta\dot{\omega} = \frac{1}{2H}\left(\Delta T_M - \Delta Te - K_D\Delta\omega\right) \tag{2.2}$$

$$\Delta\dot{\delta} = \omega_0 \Delta\omega \tag{2.3}$$

Os fenômenos transitórios envolvidos nos estudos de estabilidade de ângulo geralmente possuem duração de poucos segundos. Dessa forma, nesses estudos considera-se que o regulador de velocidade não tenha tempo hábil de atuar alterando o torque mecânico fornecido ao eixo do gerador ($\Delta T_M = 0$). Além disso, o termo $-K_D \Delta\omega$, referente ao amortecimento mecânico promovido por perdas de atrito, é comumente desprezado devido ao seu baixo valor e à dificuldade de determinação da constante K_D proporcional à velocidade do rotor. Sendo assim, a equação (2.2) pode ser reescrita na forma da equação (2.4).

$$\Delta\dot{\omega} = -\frac{1}{2H}\Delta Te \tag{2.4}$$

Ressalte-se que o torque elétrico ΔTe pode ser decomposto em duas componentes ΔTe_S e ΔTe_D, em fase com o ângulo δ e com a velocidade, respectivamente, conforme a equação (2.1). A componente do torque elétrico ΔTe_D em fase com a velocidade não deve ser confundida com ΔT_D, também em fase com a velocidade. Contudo, devido às perdas mecânicas da máquina, e geralmente desprezível.

Partindo do modelo clássico do gerador síncrono e ao longo do desenvolvimento de um modelo mais detalhado, será mostrado como o circuito de campo, o sistema de excitação, e finalmente o PSS, afetam as componentes do torque elétrico e os modos de oscilação eletromecânicos do gerador síncrono da FIG. 2.2. As formulações mostradas nesta seção estão descritas em maiores detalhes em (KUNDUR, 1994).

MODELO CLÁSSICO

Com o gerador representado pelo modelo clássico e desprezando todas as resistências, a representação do sistema é dada na FIG. 2.3. Nesta figura E' é a tensão interna da máquina, X'_d é sua reatância transitória e δ o ângulo pelo qual E' está avançada da tensão da barra infinita E_B.

A potência complexa fornecida pelo gerador é dada pela equação (2.5)

$$S = E' I_t^* = \frac{E' E_B \operatorname{sen}(\delta)}{X_T} + j\frac{E'\left(E' - E_B \cos(\delta)\right)}{X_T}. \tag{2.5}$$

Com a resistência do estator desprezada, a potência de entreferro é igual à potência terminal da máquina e, considerando ainda as grandezas da máquina em *pu*, o torque de

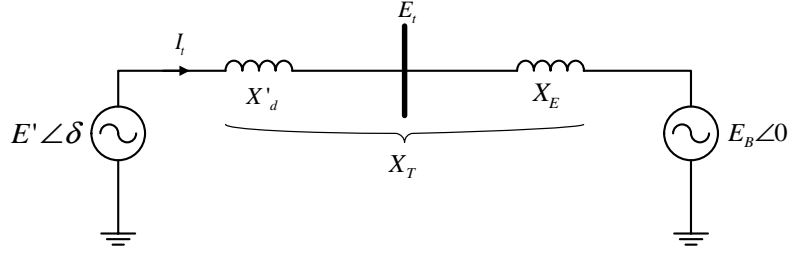



FIG. 2.3: Modelo clássico de gerador síncrono aplicado ao caso Máquina-Barra Infinita.

entreferro é numericamente igual à potência de entreferro. Dessa forma, o torque elétrico do gerador síncrono representado pelo modelo clássico é dado pela equação (2.6),

$$Te = P = \frac{E'E_B}{X_T}\,\mathrm{sen}(\delta). \tag{2.6}$$

Linearizando em torno de uma dada condição operativa representada por $\delta = \delta_0$, chega-se à expressão linear para o torque elétrico,

$$\Delta Te = \frac{E'E_B}{X_T}\cos(\delta_0)\ \Delta\delta. \tag{2.7}$$

Finalmente, substituindo (2.7) em (2.4), obtem-se a equação de balanço linearizada.

$$\Delta\dot{\omega} = -\frac{1}{2H}K_S\Delta\delta, \tag{2.8}$$

onde K_S é o coeficiente de torque sincronizante, considerando a variação do fluxo de campo $\Delta\psi_{fd}$ constante, dado por,

$$K_S = \frac{E'E_B}{X_T}\cos(\delta_0). \tag{2.9}$$

As equações (2.2) e (2.3), que representam o modelo clássico de um gerador síncrono conectado a uma barra infinita através de um reatância externa, podem ainda ser apresentadas na forma de diagrama de blocos (FIG. 2.4), de maneira a clarificar o balanço de torques necessário à operação estável do gerador.

Assumindo que o coeficiente de torque de amortecimento mecânico K_D seja nulo, como anteriormente proposto, verifica-se que a variação de torque elétrico possui apenas a componente em fase com a variação de ângulo ΔT_S. Os polos desse sistema podem ser encontrados pelo cálculo das raízes de sua equação característica. Estes polos descrevem ainda o modo de oscilação eletromecânica do gerador para pequenas perturbações:

$$s^2 + \frac{K_S\omega_0}{2H} = 0, \tag{2.10}$$

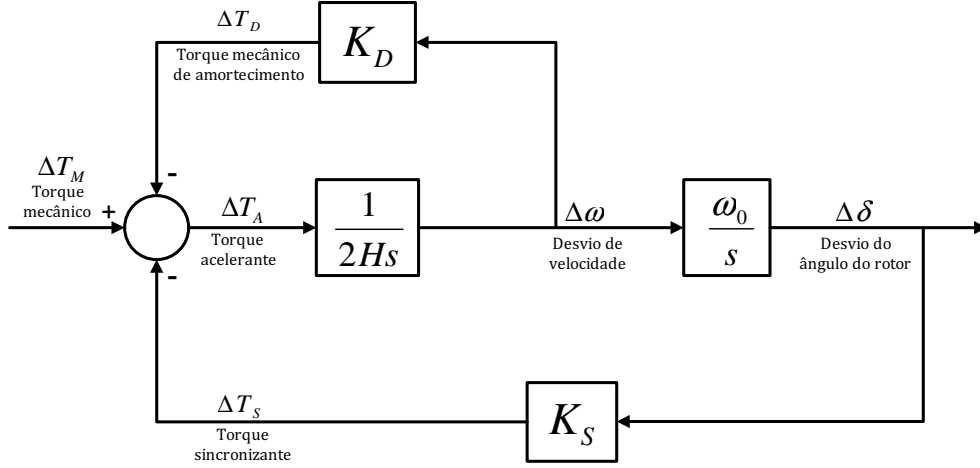



FIG. 2.4: Diagrama de blocos representando o modelo clássico do gerador síncrono.

$$\lambda_{1,2} = \pm j\sqrt{\frac{K_S}{2H}}. \quad (2.11)$$

Avaliando os polos do modelo clássico de gerador síncrono, dados em (2.11), percebe-se que o sistema é marginalmente estável, apresentando um comportamento oscilatório não amortecido, de frequência inversamente proporcional à inércia da máquina e à reatância externa de conexão à barra infinita. Isto se deve à ausência de torque em fase com a variação de velocidade $\Delta\omega$, capaz de introduzir amortecimento às oscilações do rotor do gerador.

EFEITO DO CIRCUITO DE CAMPO

Levando em conta o efeito da variação do fluxo de campo da máquina $\Delta\psi_{fd}$, anteriormente considerada constante, é necessário definir um meio conveniente de identificar a posição do rotor em relação a uma referência apropriada durante oscilações. O modelo da máquina síncrona em coordenadas *dq0* permite a definição de uma referência adequada para o ângulo do rotor e facilita a combinação e solução das equações do sistema. Por meio de um tratamento algébrico das indutâncias que relacionam os fluxos de eixo direto e em quadratura com as correntes nos enrolamentos, é possível definir uma expressão linearizada para o torque elétrico, que agora passa a depender da frequência:

$$\Delta Te = \psi_{ad0}\Delta i_q + i_{q0}\Delta\psi_{ad} - \psi_{aq0}\Delta i_d - i_{d0}\Delta\psi_{aq}, \quad (2.12)$$

onde $\Delta\psi_{ad}$ e $\Delta\psi_{aq}$ são as variações do fluxo concatenado de entreferro de eixo direto e em quadratura, respectivamente, enquanto Δi_d e Δi_q são as variações da corrente também

em seus respectivos eixos. As grandezas com índice 0 referem-se aos valores iniciais dessas grandezas antes da linearização.

Fazendo ainda algumas substituições adequadas é possível expressar ΔTe em função do ângulo e fluxo de campo,

$$\Delta Te = K_1 \Delta\delta + K_2 \Delta\psi_{fd}, \tag{2.13}$$

sendo K_1 e K_2 constantes de proporcionalidade dependentes do ponto operativo e das características construtivas da máquina.

Como anteriormente, as equações que descrevem o comportamento do modelo podem ser representadas na forma de diagrama de blocos (FIG. 2.5)

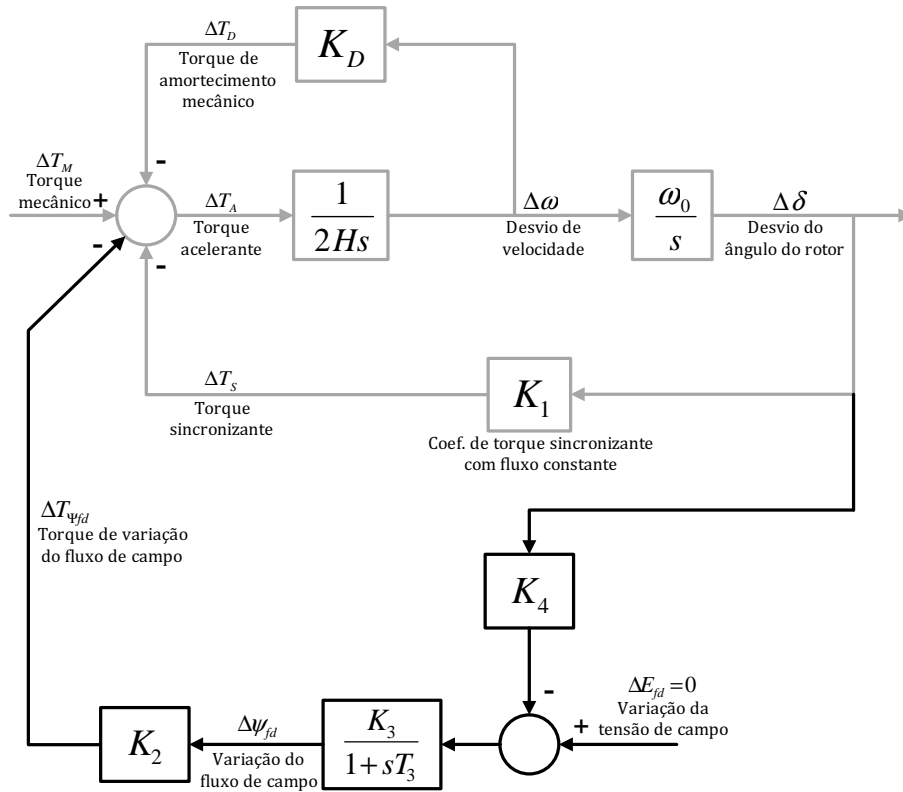



FIG. 2.5: Diagrama de blocos representando o modelo do gerador síncrono com circuito de campo. A adição ao modelo anterior está destacada em preto.

Da FIG. 2.5 é possível deduzir a expressão para o torque promovido pela variação do fluxo de campo causada pelo efeito desmagnetizante da reação de armadura, representado no diagrama pela realimentação de $\Delta\delta$ através de K_4.

$$\Delta Te_{\psi_{fd}} = K_2 \Delta\psi_{fd} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + sT_3} \Delta\delta \tag{2.14}$$

Combinando as equações (2.13) e (2.14), chega-se à expressão do torque elétrico resultante do modelo da FIG. 2.5.

$$\Delta Te = \left(K_1 - \frac{K_2K_3K_4}{1+sT_3}\right)\Delta\delta \tag{2.15}$$

Como dito anteriormente, o torque elétrico resultante agora conta com a contribuição de $\Delta\psi_{fd}$ para as componentes de torque sincronizante e de amortecimento, dada pelo segundo termo da equação (2.15), dependente da frequência da oscilação. O primeiro termo, que se deve à relação potência-ângulo da máquina, continua sendo puramente sincronizante, como no caso do modelo clássico.

Em baixas frequências ($s = j\omega \to 0$), a equação (2.15) se reduz a

$$\Delta Te = K_1\Delta\delta - K_2K_3K_4\Delta\delta,$$

indicando que a variação do fluxo de campo, devida à reação de armadura, introduz uma componente negativa de torque sincronizante. O sistema se torna monotonicamente instável quando a parcela $K_2K_3K_4\Delta\delta$ é maior que $K_1\Delta\delta$.

Nas frequências próximas às das oscilações eletromecânicas, cerca de $2\pi\ rad/s$, o efeito de $\Delta\psi_{fd}$ é de reduzir levemente a componente sincronizante e aumentar a componente de amortecimento do torque elétrico:

$$\Delta Te = \underbrace{\left(K_1 - \frac{K_2K_3K_4}{1+4\pi^2T_3^2}\right)\Delta\delta}_{\Delta Te_S} + \underbrace{j\frac{2\pi K_2K_3K_4T_3}{1+4\pi^2T_3^2}\Delta\delta}_{\Delta Te_D}.$$

Em altas frequências ($s = j\omega \gg \frac{1}{T_3}$) tem-se

$$\Delta Te = -\frac{K_2K_3K_4}{j\omega T_3}\Delta\delta = \frac{K_2K_3K_4}{\omega T_3}j\Delta\delta,$$

em que a componente de torque elétrico devido a $\Delta\psi_{fd}$ está adiantada em 90° de $\Delta\delta$, i.e. em fase com $\Delta\omega$. Contudo, sendo o módulo inversamente proporcional a frequência, a contribuição para a componente de amortecimento de ΔTe é pequena.

EFEITO DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO

A função básica de um sistema de excitação, também conhecido como *AVR* (*Automatic Voltage Regulator*), é fornecer corrente contínua ao enrolamento de campo do gerador síncrono e controlar automaticamente sua tensão de armadura. A corrente de campo,

assim como a tensão de armadura, podem ser reguladas através da aplicação de uma tensão adequada nos terminais do circuito de campo (E_{fd}).

Incluindo no modelo anterior a ação de controle em ΔE_{fd}, considerada constante no modelo anterior e realizada pelo sistema de excitação, é possível definir os efeitos deste na estabilidade do gerador.

Para estender o modelo anterior de forma a incluir o sistema de excitação, é necessário expressar E_t em termos das variáveis de estado definidas $\Delta\omega$, $\Delta\delta$ e $\Delta\psi_{fd}$, uma vez que E_t é normalmente a entrada de controle da malha do sistema de excitação. Fazendo uso de transformações algébricas adequadas chega-se a

$$\Delta E_t = K_5\Delta\delta + K_6\Delta\psi_{fd}, \tag{2.16}$$

onde K_5 e K_6 são constantes de proporcionalidade definidas detalhadamente em (KUNDUR, 1994), sendo que K_6 é sempre positiva, enquanto K_5 pode ser positiva ou negativa, dependendo da condição operativa e da impedância externa $R_E + jX_E$ do modelo. O valor de K_5 tem um peso significativo na influência do AVR em amortecer oscilações do sistema.

Com o sistema de excitação, as variações de fluxo de campo na máquina são causadas pelas variações da tensão de campo, além da reação de armadura. Do diagrama de blocos da FIG. 2.6 pode-se verificar que, com a adição do sistema de excitação, a variação do torque elétrico devido à variação do fluxo de campo concatenado é dada por:

$$\Delta Te_{\psi_{fd}} = K_2\left[\underbrace{\frac{-K_3K_4}{1+K_3K_6G_{ex}(s)+sT_3}}_{\Delta Te_{AR}} + \underbrace{\frac{-K_3K_5G_{ex}(s)}{1+K_3K_6G_{ex}(s)+sT_3}}_{\Delta Te_{AVR}}\right]\Delta\delta, \tag{2.17}$$

onde a parcela ΔTe_{AR} refere-se à variação de torque devido ao efeito desmagnetizante da reação de armadura (realimentação de $\Delta\delta$ através de K_4), enquanto a parcela ΔTe_{AR} diz respeito à variação de torque devido à atuação na tensão de campo para anular o erro de tensão terminal (realimentação de $\Delta\delta$ através de K_5 e K_6).

Considerando o modelo de uma excitatriz estática de ação rápida com a finalidade de análise, a FT do sistema de excitação $G_{ex}(s)$ pode ser representada como um ganho K_A, pois a constante de tempo de atuação T_A desta classe de excitatrizes é desprezível.

O efeito do sistema de excitação nas componentes de torque sincronizante e de amortecimento, ou de forma geral, na estabilidade a pequenos sinais do gerador, é fortemente dependente da condição operativa do gerador, assim como da frequência e nível de ganho da excitatriz. Em aplicações práticas, os sistemas de excitação possuem ganhos em

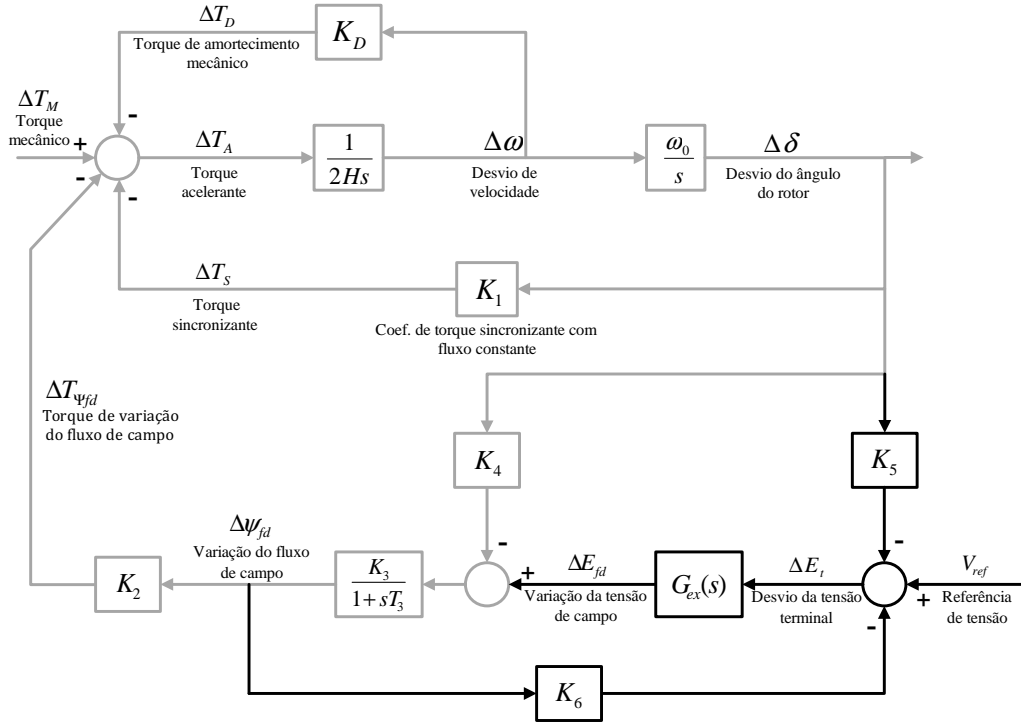



FIG. 2.6: Diagrama de blocos representando o modelo do gerador síncrono com circuito de campo e sistema de excitação. A adição ao modelo anterior está destacada em preto.

regime permanente de moderado a alto ($K_A = 50$ a 200) (KOESSLER, 1988; BERUBE, 1995; LEE, 1986). Para estes sistemas de excitação, algumas observações quanto ao seu desempenho podem ser obtidas da equação (2.17).

Com K_5 positivo, o efeito do AVR é de introduzir torque sincronizante negativo e uma componente de torque de amortecimento positiva. A constante K_5 é positiva para condições operativas onde a impedância externa da rede e o carregamento do gerador possuem valores baixos. A redução na componente sincronizante nesses casos não é importante, pois o valor de K_1 é tão mais alto que a componente resultante de torque sincronizante é significativamente maior que zero.

De forma oposta, para altos valores de impedância e de carregamento do gerador a constante K_5 se torna negativa e, para K_5 negativo, o AVR passa a introduzir torque sincronizante positivo, enquanto a componente de torque de amortecimento gerada passa a ser negativa. Na prática, a situação operativa onde K_5 é negativa é comumente encontrada. Para tais casos, um sistema de excitação de alto ganho é vantajoso para aumentar o torque sincronizante, contudo, sua aplicação introduz amortecimento negativo.

Considerando estes fatos, a resposta do sistema de excitação passa a apresentar re-

quisitos conflitantes. O alto ganho, aliado à alta velocidade de resposta das excitatrizes eletrônicas, promove um aumento significativo do torque sincronizante em regime permanente, necessário para um desempenho satisfatório em estabilidade transitória. Entretanto, para frequências de oscilação eletromecânicas, este alto ganho também introduz amortecimento negativo, sendo a principal causa de instabilidade oscilatória em SEP (DANDENO, 1968; DE MELLO, 1969).

Uma solução, nem sempre possível, é ajustar o sistema de excitação de forma buscar um compromisso que resulte em torques sincronizante e de amortecimento suficientes para a faixa de condições operativas esperadas. No entanto, um meio mais efetivo de conciliar os requisitos conflitantes dos sistemas de excitação, do ponto de vista de estabilidade, é por meio de estabilizadores de sistemas de potência (PSS), como descrito na próxima seção.

2.3.2 EFEITO DA ADIÇÃO DO PSS

Como dito anteriormente, o PSS atua no sistema de excitação para variar o fluxo concatenado de campo do gerador, de forma a produzir amortecimento às oscilações do rotor. Para prover amortecimento às oscilações do sistema, o PSS deve produzir uma componente de torque elétrico em fase com o desvio de velocidade $\Delta\omega$. Se as funções de transferência, entre ΔV_{PSS} e $\Delta\psi_{fd}$ fossem apenas ganhos, uma realimentação direta de $\Delta\omega$ resultaria em uma componente de torque de amortecimento. Entretanto, na prática tanto o gerador quanto o sistema de excitação apresentam ganho e defasagem dependente da frequência. Por esse motivo, a função de transferência do PSS ($G_{PSS}(s)$), deve prover compensação adequada para o atraso de fase que existe entre a entrada do sistema de excitação e o torque elétrico.

Então, combinando o aumento de torque sincronizante proporcionado pelo sistema de excitação estático de alto ganho, que permite um melhor desempenho do sistema do ponto de vista de estabilidade transitória, com o aumento do torque de amortecimento provido pelo PSS, é possível estender os limites da capacidade de transmissão de potência do SEP, permitindo assim ganhos no que se refere a uma operação mais econômica.

A FIG. 2.7 apresenta a adição do PSS ao modelo da seção anterior. O fundamento teórico do funcionamento do PSS pode ser ilustrado pela FIG. 2.8, onde estão destacados os elementos através dos quais se dá a atuação do sinal estabilizador ΔV_{PSS} no torque elétrico devido às variações do fluxo de campo $\Delta\psi_{fd}$.

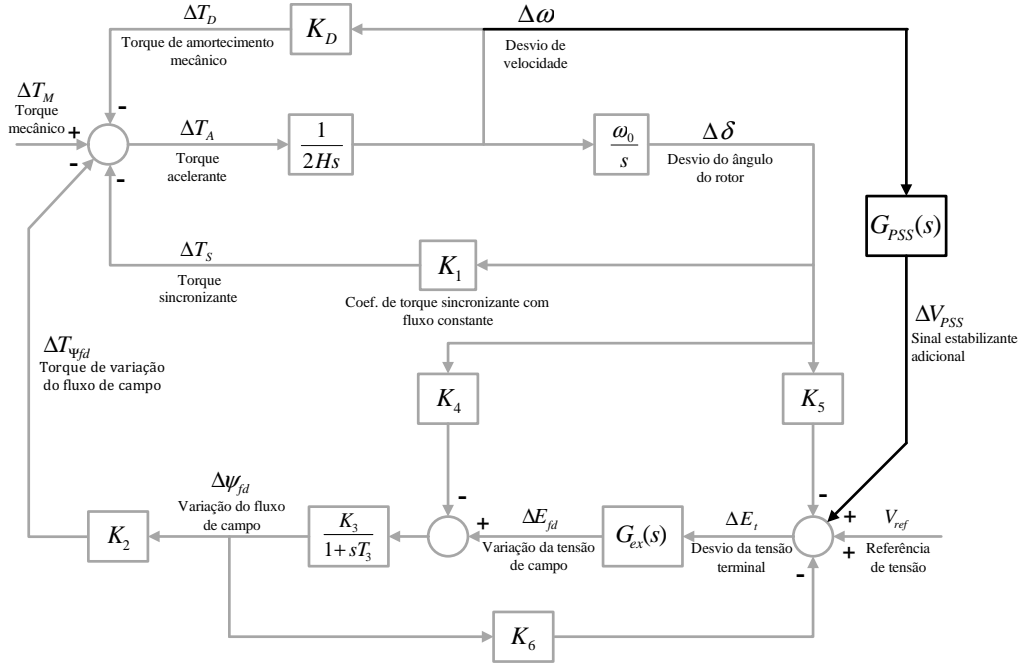



FIG. 2.7: Diagrama de blocos representando o modelo do gerador síncrono com circuito de campo, sistema de excitação e estabilizador (PSS). A adição ao modelo anterior está destacada em preto.

Da FIG. 2.8, considerando $\Delta\psi_{fd}$ devido somente a atuação do PSS tem-se,

$$\Delta\psi_{fd} = \frac{K_3 K_A}{1 + sT_3} \Delta V_{PSS} - \frac{K_3 K_6 K_A}{1 + sT_3} \Delta\psi_{fd}. \tag{2.18}$$

Logo,

$$\frac{\Delta\psi_{fd}}{\Delta V_{PSS}} = \frac{K_3 K_A}{1 + K_3 K_6 K_A + sT_3}, \tag{2.19}$$

$$\frac{\Delta T_{\psi_{fd}}}{\Delta V_{PSS}} = K_2 \frac{\Delta\psi_{fd}}{\Delta V_{PSS}} = \frac{K_2 K_3 K_A}{1 + K_3 K_6 K_A + sT_3}. \tag{2.20}$$

A FT da equação (2.20) representa o canal por meio do qual o sinal estabilizador ΔV_{PSS} age para prover torque de amortecimento nas faixas de frequência onde este se faz necessário para operação adequada do gerador. Esta FT é comumente conhecida na literatura como $GEP(s)$ (*Generator - Exciter - Power System*), por representar as características do gerador, do sistema de excitação e do SEP (LARSEN, 1981).

$$GEP(s) = \frac{\Delta T_{\psi_{fd}}}{\Delta V_{PSS}} = \frac{K_2 K_3 K_A}{1 + K_3 K_6 K_A + sT_3} \tag{2.21}$$

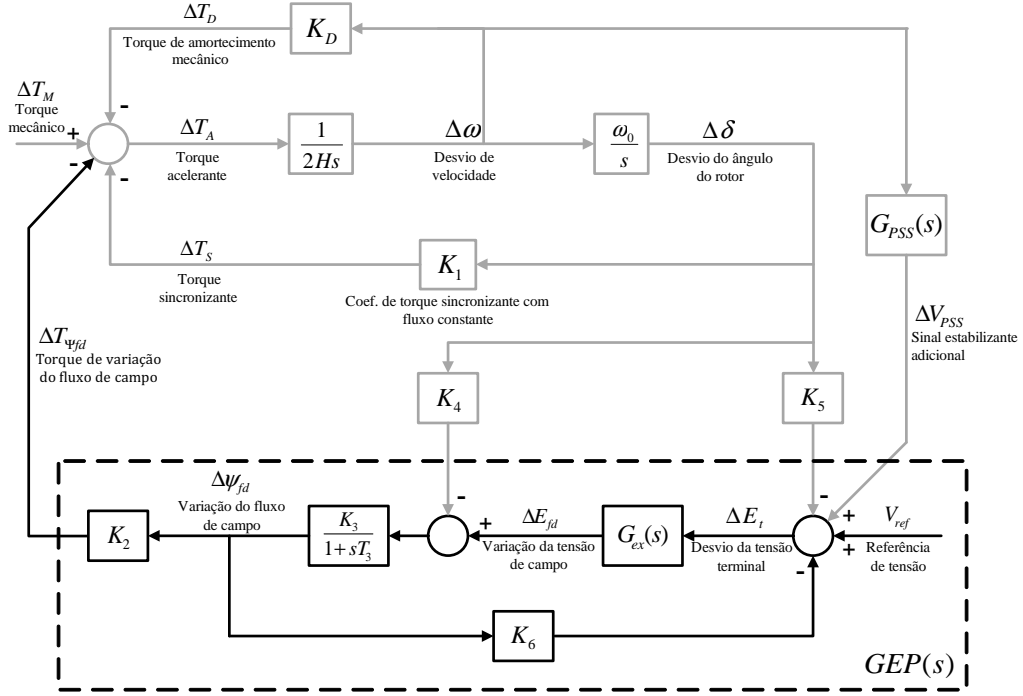



FIG. 2.8: Diagrama de blocos destacando o canal de atuação de ΔV_{PSS} no torque elétrico do gerador $\Delta T_{\psi_{fd}}$.

No entanto, a questão que permanece é a de qual deve ser a natureza da função $G_{PSS}(s)$. Visto que o propósito do PSS é introduzir uma componente de torque de amortecimento, um sinal coerente a se utilizar no controle do sistema de excitação é o desvio de velocidade $\Delta\omega$. Logo o torque produzido devido ao PSS pode ser expresso como:

$$\Delta Te_{PSS} = G_{PSS}(s)GEP(s)\Delta\omega. \tag{2.22}$$

Como dito anteriormente, caso a função $GEP(s)$ fosse um ganho puro, bastaria que $\Delta\omega$ fosse realimentado, também através de um ganho, para que se produzisse amortecimento ao longo de toda faixa de frequência. Dessa forma, considerando a equação (2.22), $G_{PSS}(s)$ deveria idealmente ser o inverso da função $GEP(s)$, i.e., uma função de avanço de fase pura, todavia, tal função não é realizável fisicamente. Sendo assim, $G_{PSS}(s)$ deve ser uma função compromisso, fornecendo compensação de fase para amortecimento somente ao longo do espectro provável de frequências de oscilação (DE MELLO, 1969).

A FIG. 2.9 ilustra as componentes de torque devido ao PSS, e devido à contribuição das dinâmicas do gerador síncrono e do sistema, como os efeitos de desmagnetização por reação de armadura, características do sistema de excitação, estado operativo, entre

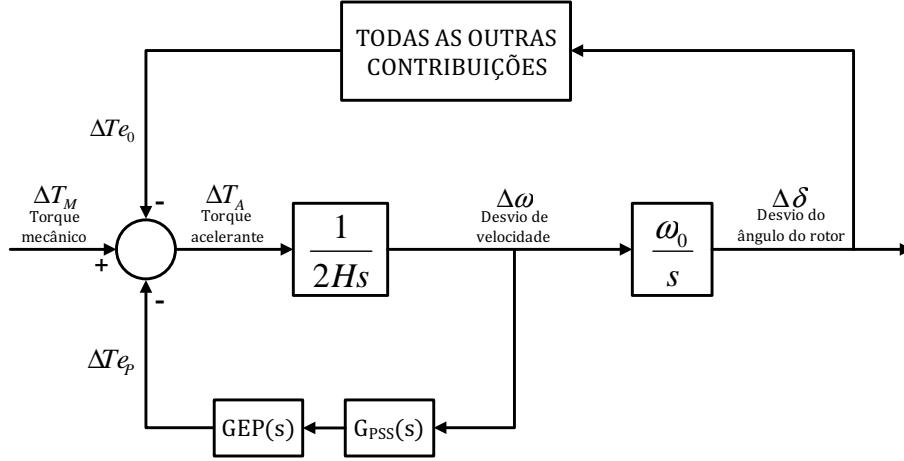



FIG. 2.9: Modelo simplificado da atuação do PSS. Adaptado de (LARSEN, 1981).

outros.

2.3.3 ESTRUTURA DO PSS

Diferentes estruturas de PSS são utilizadas na indústria, porém, de forma geral, a estrutura básica de implementação prática da função $G_{PSS}(s)$ segue os princípios teóricos apresentados nas seções anteriores. Essa estrutura básica é ilustrada na FIG. 2.10. Segue abaixo uma breve descrição de cada elemento que a compõe.

Filtro *Washout*: filtro passa-alta com constante T_W alta o suficiente para permitir que sinais associados com oscilações em ω passem inalterados. O filtro *washout* permite que o PSS seja sensível somente às variações da velocidade. Sem este filtro, mudanças no nível de regime permanente da velocidade modificariam a tensão terminal do gerador.

Compensação de Fase: este bloco fornece a característica de avanço de fase necessária para compensar o atraso de fase entre a entrada do sistema de excitação e o torque elétrico do gerador ($GEP(s)$). Normalmente, a faixa de frequência de interesse é de $0,1$ a 2 Hz e a rede de avanço deve ser ajustada de modo que consiga prover compensação suficiente em toda essa faixa.

Ganho do Estabilizador: determina a amplitude do amortecimento introduzido pelo PSS. Idealmente, o ganho do estabilizador deveria ser ajustado para fornecer o maior

amortecimento possível. Contudo, na prática seu valor é limitado por outros fatores, como efeito adverso em outros modos oscilatórios e amplificação de ruídos.

Limitadores: atua diretamente no sinal de saída do estabilizador de forma a mantê-lo em níveis adequados durante transitórios. O limite positivo $V_{PSS_{max}}$ é ajustado para valores relativamente altos de $0,1$ a $0,2$ pu, permitindo um alto nível de contribuição do PSS durante grandes excursões da velocidade. Valores apropriados para o limite negativo $V_{PSS_{min}}$, por sua vez, são de $-0,05$ a $-0,1$ pu, proporcionando boa controlabilidade e respostas transitórias satisfatórias. Valores dessa ordem previnem que, no caso de falha do PSS levando o sinal estabilizador a permanecer no limite mínimo, o gerador ao qual está conectado tenha de ser dessincronizado.

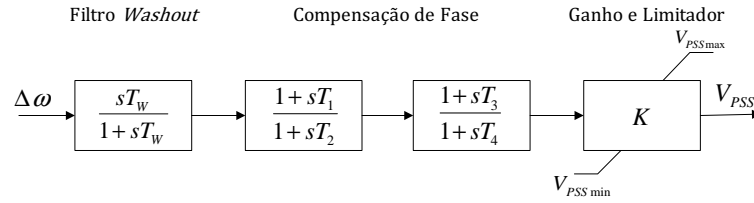



FIG. 2.10: Estrutura básica do PSS.

Cabe ressaltar que formas alternativas de estabilizadores foram desenvolvidas utilizando outros sinais como entrada da malha do estabilizador. Dentre os mais comuns estão a frequência, potência elétrica e integral da potência acelerante, com especial destaque a este último, que é a variante mais utilizada atualmente (BERUBE, 2007).

A escolha do sinal de entrada para ação de estabilização é assunto de diversas publicações (KEAY, 1971; DE MELLO, 1978; LEE, 1981; CHOW, 2000), sendo que cada tipo de PSS foi desenvolvido levando em conta diferentes considerações práticas e, dessa forma, apresentam diferentes características e limitações. As principais estruturas, suas características e limitações são sucintamente apresentadas a seguir (KUNDUR, 1994; BERUBE, 2007).

PSS baseado no sinal de velocidade do rotor ($\Delta\omega$)

Estabilizadores que empregam medição direta da velocidade do rotor tem sido utilizados com sucesso em unidades hidráulicas desde de meados da década de 60. Dentre as principais considerações quanto a utilização destes estabilizadores, es-

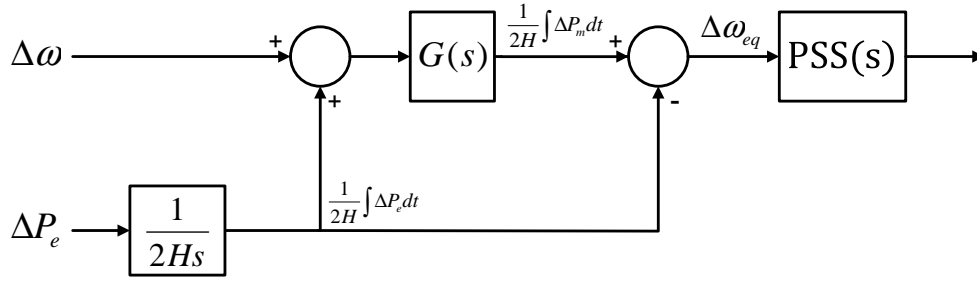



FIG. 2.11: Diagrama simplificado da estrutura do estabilizador $\Delta P\omega$.

tão o projeto do equipamento de medição do desvio da velocidade e sua aplicação limitada a máquinas de eixo horizontal (Turbo-geradores multiestágio).

A medição direta da velocidade do rotor é dificultada pela presença de ruídos causados pelo efeito de *run-out* (movimento lateral do eixo). Filtros convencionais não são capazes de eliminar este ruído de baixa frequência sem afetar as componentes eletromecânicas que inicialmente se propunha medir. Adicionalmente, a aplicação dessa estrutura de PSS em máquinas de eixo horizontal requer uma análise criteriosa de seu impacto nas oscilações torsionais. Nesses casos, o estabilizador, enquanto amortece as oscilações do rotor, pode reduzir o amortecimento de modos torsionais de mais baixa frequência se medidas adequadas de filtragem não forem tomadas.

Sendo assim, a principal desvantagem desta estrutura é a necessidade de um filtro torsional. Pois, atenuando as componentes torsionais do sinal de velocidade, o filtro também introduz atraso de fase em baixas frequências. Este fato tem um efeito instabilizante no modo da excitatriz e, dessa forma, impõe um limite ao máximo ganho utilizável. Além disso, o estabilizador deve ser projetado de maneira específica para cada tipo de unidade geradora, dependendo de suas características torsionais.

PSS baseado no sinal de potência elétrica (ΔP)

Devido à simplicidade de medição da potência elétrica e sua relação com a velocidade do rotor, este sinal foi considerado para uso em estabilizadores. Sua realização se baseia na equação de balanço da máquina síncrona (2.2). Considerando nula a variação da potência mecânica, verifica-se que um sinal proporcional à aceleração do rotor (avançado 90° de $\Delta\omega$) está disponível por meio de medida escalonada da potência elétrica,

$$\Delta\dot{\omega} = -\frac{1}{2H}\Delta P_e.$$

Esta estrutura, contudo, sofre de uma série desvantagem. O fato de que desconsiderar o termo ΔP_m é satisfatório apenas para condições onde não há variação da carga do gerador ou outras condições que provoquem mudança na potência mecânica. Sob tais condições, uma saída espúria é produzida pelo estabilizador, resultando em oscilações transitórias severas na tensão e potência reativa, mesmo para taxas modestas de variação da potência mecânica. Este fato restringe seriamente os valores de ganho e limitadores de saída que podem ser utilizados nesta estrutura.

PSS baseado no sinal de frequência (Δf)

A frequência terminal tem sido utilizada como sinal estabilizador em diversas aplicações de PSS, quer por medida direta ou por combinação da tensão e corrente para gerar um sinal que aproxima a velocidade do rotor. O sinal de frequência é notadamente mais sensível a modos de oscilação entre grandes áreas do que a modos envolvendo apenas unidades individuais, incluindo modos intraplanta. Dessa forma, é possível obter maior amortecimento para modos de oscilação interárea do que seria possível utilizando como entrada o sinal de velocidade (LARSEN, 1981).

De forma semelhante ao sinal de velocidade, a informação de frequência coletada nos terminais de unidades térmicas contém componentes torsionais, necessitando assim de filtragem adequada. Consequentemente, estabilizadores Δf tem as mesmas limitações de estabilizadores $\Delta\omega$ quando utilizados em turbo-geradores de eixo horizontal. Outro inconveniente são as mudanças de fase da frequência que ocorrem durante transitórios rápidos. Estas mudanças resultam em sinais estabilizadores espúrios que causam um surto na tensão de campo do gerador que, por sua vez, é refletido nas grandezas terminais da máquina. Adicionalmente, o sinal de frequência geralmente contém ruídos do sistema causado por grandes cargas industriais como fornos a arco. Em vários casos, este fato tem impedido o emprego da frequência como sinal de entrada de PSS.

PSS baseado no sinal da integral da potência acelerante ($\Delta P\omega$)

As limitações inerentes às outras estruturas de estabilizadores conduziu ao desenvolvimento de estabilizadores que empregam medidas da potência acelerante do gerador. O princípio no qual esta estrutura se baseia provem da equação de balanço do gerador síncrono (2.2), reescrita na forma de integral de potência,

$$\Delta\omega_{eq} = \frac{1}{2H}\int (\Delta P_m - \Delta P_e)\,\partial t = \frac{1}{2H}\int \Delta P_a \partial t.$$

O objetivo desta estrutura é derivar um sinal de desvio de velocidade $\Delta\omega_{eq}$ que não contenha modos torsionais. As componentes torsionais são naturalmente atenuadas no sinal da integral da potência elétrica (KUNDUR, 1994). Contudo, o maior desafio é medir a integral de ΔP_m livre de influência destes modos de oscilação. Manipulando a equação anterior, nota-se que a integral da potência mecânica está relacionada ao desvio da velocidade e da potência elétrica pela seguinte expressão,

$$\frac{1}{2H}\int \Delta P_m \partial t = \Delta\omega + \frac{1}{2H}\int \Delta P_e \partial t.$$

O estabilizador $\Delta P\omega$ faz uso da expressão anterior para simular um sinal proporcional à integral da potência mecânica, partindo de medidas do desvio da velocidade e da integral do desvio da potência elétrica. Em geradores de eixo horizontal, este sinal também contém componentes torsionais, todavia, como as variações da potência mecânica são relativamente lentas, o sinal procedente da integral da potência mecânica pode ser condicionado, com um filtro passa-baixa apropriado, para remoção das frequências torsionais.

Este sinal da integral da potência mecânica sem componentes torsionais é, posteriormente, combinado ao sinal de integral de ΔP_e, resultando em $\Delta\omega_{eq}$.

A função de transferência global para derivar o sinal de desvio de velocidade equivalente de medidas da velocidade do rotor e potência elétrica é dada por,

$$\Delta\omega_{eq}(s) = -\frac{\Delta P_e(s)}{2Hs} + G(s)\left(\frac{\Delta P_e(s)}{2Hs} + \Delta\omega(s)\right),$$

onde $G(s)$ é a FT do filtro torsional, também conhecido como filtro *ramp-tracking*. A FIG. 2.11 ilustra de forma simplificada a estrutura do estabilizador de integral de potência acelerante.

A principal vantagem do estabilizador $\Delta P\omega$ é a de não haver filtro torsional no laço principal de estabilização de ΔP_e, evitando assim o problema de instabilização do modo da excitatriz. Isto permite maiores níveis de ganho do estabilizador, o que resulta em melhor amortecimento das oscilações do sistema. Também devido à maior imunidade as componentes torsionais, a medição da velocidade pode ser realizada de maneira direta, permitindo que um modelo padrão dessa estrutura de estabilizador possa ser aplicado a qualquer unidade, independente de suas características torsionais individuais.

3 BASE TEÓRICA

Neste capítulo, é apresentada a metodologia da função de transferência de canal de perturbação aplicada em usinas multigeradores, proposta em (BOSSA, 2011) e baseada na abordagem SISO inicialmente apresentada por (MARTINS, 2007), utilizada neste trabalho para verificação do ajuste de estabilizadores. De forma a realçar as vantagens do ponto de vista técnico e de aceleração do processo como um todo, esta metodologia é também comparada com a prática convencional de verificação de ajustes, geralmente utilizada em usinas de energia elétrica.

Esta metodologia de ensaio permite melhor determinar os benefícios ao amortecimento de oscilações do sistema proporcionados pela utilização do PSS em usinas multigeradores. Por meio da manipulação de funções de transferência especiais, tanto a frequência como o amortecimento dos modos de oscilação dominantes da usina são determinados na presença e ausência do PSS. Além disso, estas informações são levantadas sem a necessidade da real desconexão da malha de realimentação do PSS, garantindo assim a integridade do sistema e segurança operativa.

Nas seções subsequentes, são também mostradas as aplicações práticas de ambas as metodologias, na forma de esquemas para ensaios de campo.

3.1 TÉCNICAS DE VERIFICAÇÃO DA EFICÁCIA DO AJUSTE DE PSS

3.1.1 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA *GENERATOR-EXCITER-POWER SYSTEM*

Como mostrado no Capítulo 2, a função de transferência $GEP(s)$ representa as características do gerador, do sistema de excitação e do sistema de potência, através das quais o estabilizador atua para gerar uma componente de torque de amortecimento às oscilações do rotor. Esta função é a FTMA (função de transferência de malha aberta) da saída do estabilizador $\Delta V_{PSS}(s)$ à componente de torque elétrico que pode ser controlada por meio da modulação do sistema de excitação $\Delta Te_p(s)$, considerando a velocidade constante. O ajuste das constantes de tempo do PSS dependem diretamente da característica de fase desta função:

$$GEP(s) = \frac{\Delta Te_p}{\Delta V_{PSS}}. \tag{3.1}$$

Uma vez que, na prática, não é possível manter constante a velocidade do rotor durante medidas realizadas em campo, o levantamento da FT do sinal de saída do PSS ao torque elétrico não é equivalente à função $GEP(s)$. Todavia, de acordo com (LARSEN, 1981), as características dinâmicas de $GEP(S)$ são proporcionais às da FTMF do sistema de excitação, i.e., da referência de tensão $\Delta V_{ref}(s)$ à tensão terminal $\Delta V_t(s)$, quando a velocidade do gerador é constante ($\Delta\omega = 0$),

$$GEP(s) \cong \frac{K_2}{K_6} \frac{\partial V_t(s)}{\partial V_{ref}(s)}. \tag{3.2}$$

A equação (3.2) apresenta a base para o procedimento convencional de ajuste e reajuste de estabilizadores, os quais envolvem levantamento das características de malha fechada do sistema de excitação para determinação da compensação de fase requerida ao estabilizador.

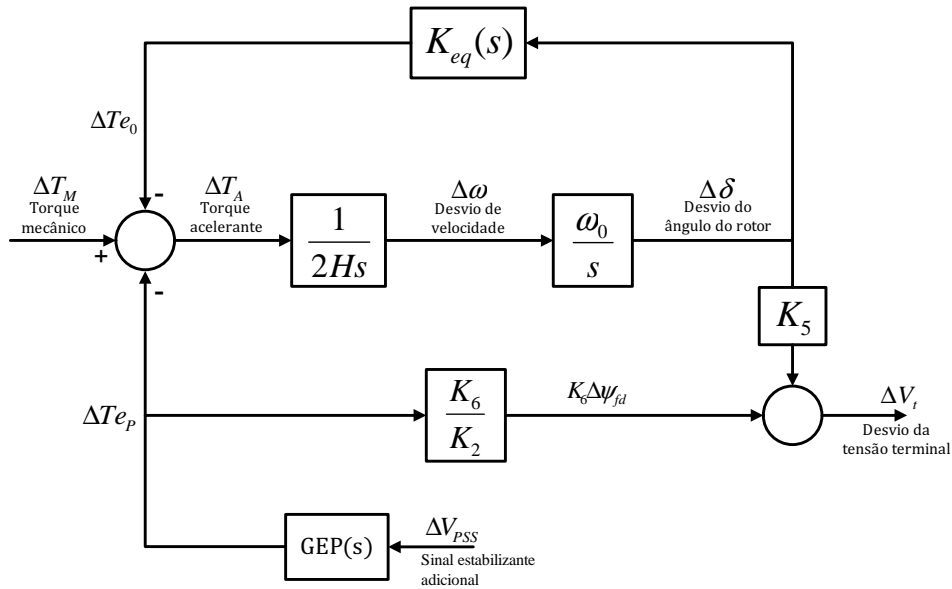



FIG. 3.1: Modelo simplificado máquina-barra infinita evidenciando as parcelas de torque devido ao PSS e à outras dinâmicas da máquina e do sistema. Adaptado de (LARSEN, 1981).

A dinâmica do rotor tem menos influência em (3.2) do que em (3.1), de forma que a medida de tensão terminal provê uma melhor estimativa da função $GEP(s)$. Este fato pode ser verificado por meio da FIG. 3.1. Esta figura ilustra um modelo simplificado de um gerador síncrono conectado a uma barra infinita, onde são evidenciadas as componentes de torque elétrico devido à atuação do sinal do estabilizador e das demais características dinâmicas da máquina e do sistema. Desta figura, as FT para as saídas ΔTe e ΔV_t são

obtidas como,

$$\frac{\Delta Te_p(s)}{\Delta V_{PSS}(s)} = \left(\frac{Ms^2}{Ms^2 + \omega_0 K_{eq}(s)}\right) GEP(s), \tag{3.3}$$

$$\frac{\Delta V_t(s)}{\Delta V_{PSS}(s)} = \left(\frac{K_6}{K_2} - \frac{K_5\omega_0}{Ms^2 + \omega_0 K_{eq}(s)}\right) GEP(s). \tag{3.4}$$

Na função de transferência (3.3) a influência das variações do ângulo do rotor é sentida no torque elétrico através de $K_{eq}(s)$. Onde $K_{eq}(s)$ representa um coeficiente geral de torque sincronizante, que compreende os efeitos de desmagnetização por reação de armadura, características do sistema de excitação, estado operativo, entre outros. Quando comparada com a função $GEP(s)$ que se deseja levantar, além da característica de fase da função em (3.3) conter um avanço de fase relativo de 180° devido ao termo s^2 no numerador, uma significativa distorção é introduzida pelo impacto do regulador de tensão no termo $K_{eq}(s)$ (LARSEN, 1981).

Já da equação (3.4), pode-se constatar que a FT do sinal de saída do PSS à tensão terminal será proporcional à função $GEP(s)$ para o caso onde K_5 for nulo. O ganho K_5 representa o efeito das variações do ângulo do rotor na tensão terminal do gerador.

Como salientado no Capítulo 2, no gerador sem carga, a constante K_5 é positiva, e tende a zero conforme a impedância externa aumenta até o limite de circuito aberto. Para o gerador carregado, K_5 é positivo para baixas impedâncias externas, passa por zero e se torna negativo conforme a impedância aumenta. Tendo em vista esse comportamento e o intuito de reduzir o impacto de $\Delta\delta$, os ensaios para inferência da função de transferência $GEP(s)$ a partir de $\Delta V_T(s)/\Delta V_{ref}(s)$ são geralmente realizados em geradores sem carga, devido à maior segurança operativa e facilidade logística.

De posse da estimativa da característica de fase de $GEP(s)$, é possível determinar se o ajuste das constantes de tempo do PSS produzem compensação de fase adequada. O ganho do estabilizador é usualmente verificado por um ensaio de campo, conhecido na literatura como ensaio de margem de ganho (KUNDUR, 1981). Este ensaio consiste em aumentar lentamente o ganho do estabilizador até que alguma instabilidade na tensão de campo seja observada. O valor do ganho do estabilizador é então definido como um ou dois terços do ganho de estabilidade marginal, dependendo do sinal de entrada utilizado pelo PSS.

Uma das limitações da utilização desta técnica para verificação do ajuste de estabilizadores advém de sua formulação, baseada no sistema SMIB (*Single Machine Infinite*

Bus). Quando aplicada a usinas multigeradores sua eficácia é limitada, como mostrado em (MARTINS, 2010). Através de simulações utilizando um modelo linear multimáquina para estudo de estabilidade a pequenos sinais, é possível constatar que, para testes realizados em apenas uma máquina (SISO - *Single Input-Single Output*), as variáveis medidas apresentam um conteúdo modal intraplanta predominante em relação ao modo local. Este fato se verifica tanto mais quanto maior for o número de geradores na usina sob teste. Dessa forma, a análise convencional por meio da função $GEP(s)$ em usinas com vários geradores em paralelo, tende a mostrar mais claramente o impacto do PSS no modo intraplanta, ao invés do modo local da usina, geralmente mais crítico do ponto de vista de estabilidade.

Uma segunda limitação da técnica convencional é devida à necessidade de desconexão do PSS da máquina sob ensaio, para identificação da função de transferência $GEP(s)$, uma vez que o desligamento do PSS aumenta a susceptibilidade do sistema a contingências.

A metodologia apresentada em (BOSSA, 2011), e mostrada na próxima seção, permite superar estas limitações. O conceito de FT do canal de perturbação aplicado a usinas multigeradores permite a identificação, de maneira independente, do modo local e intraplanta, na presença e ausência do PSS, sem que seja necessária a real desconexão do estabilizador.

3.1.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CANAL DE PERTURBAÇÃO

A FIG. 3.2 ilustra o modelo simplificado de um gerador equipado com malha de estabilizador e conectado a um SEP. A partir dessa figura, também define-se o canal de controle $H_{yu}(s)$, o qual possui como entrada a tensão de referência do sistema de excitação ($u(s) = V_{ref}(s)$) e como saída a velocidade angular do rotor ($y(s) = \omega(s)$), e o canal de perturbação, tendo como par entrada-saída, o sinal de sondagem adicionado à saída do PSS ($w(s) = V_{PSSd}(s)$) e a saída do PSS em malha fechada somada ao sinal de sondagem ($z(s) = V_{PSS}(s)$).

Este sistema pode ser descrito pela seguinte expressão matricial,

$$\begin{bmatrix} \omega(s) \\ V_{PSS}(s) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} H_{yu}(s) & H_{yw}(s) \\ H_{zu}(s) & H_{zw}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}(s)} \begin{bmatrix} u(s) \\ w(s) \end{bmatrix}. \tag{3.5}$$

Substituindo $G(s)$ e $PSS(s)$ na equação (3.5), a matriz de transferência $\mathbf{H}(s)$ pode

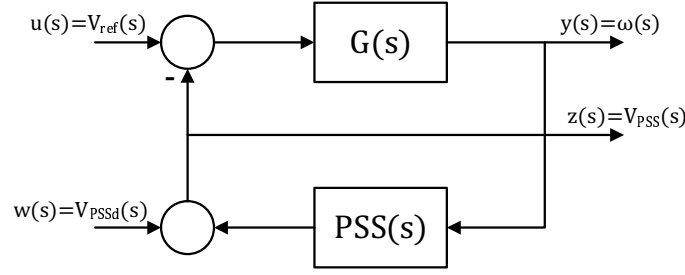



FIG. 3.2: Diagrama de blocos do canal de controle e perturbação de um gerador equipado com PSS.

ser reescrita como:

$$\mathbf{H}(s) = \begin{bmatrix} G(s) & -G(s) \\ G(s)PSS(s) & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{1 + G(s)PSS(s)}. \tag{3.6}$$

Assumindo que,

$$G(s) = \frac{n_G(s)}{d_G(s)} \quad \text{e} \quad PSS(s) = \frac{n_{PSS}(s)}{d_{PSS}(s)}, \tag{3.7}$$

têm-se,

$$\mathbf{H}(s) = \begin{bmatrix} n_G(s)d_{PSS}(s) & -n_G(s)d_{PSS}(s) \\ n_G(s)n_{PSS}(s) & d_G(s)d_{PSS}(s) \end{bmatrix} \frac{1}{d_G(s)d_{PSS}(s) + n_G(s)n_{PSS}(s)}. \tag{3.8}$$

A equação (3.8) mostra que os polos da FTMA $G(s)$, ou de forma equivalente, as raízes de $d_G(s)$ são um subconjunto dos zeros de $H_{zw}(s)$. Logo, o conjunto de zeros dominantes de $H_{zw}(s)$ contém todos os polos dominantes da FTMA $G(s)$, que estão relacionados à dinâmica do gerador sem o PSS. Já os polos de $H_{zw}(s)$ são os mesmos polos do sistema em malha fechada, que refletem o desempenho do sistema compensado pela malha do estabilizador $PSS(s)$.

Visto que $H_{zw}(s)$ contém informações tanto da dinâmica de malha aberta quanto de malha fechada, seu levantamento experimental ou computacional permite estimar os polos de malha aberta e fechada mais relevantes, diretamente de medidas de respostas em frequência em malha fechada. Com esses dados, é possível avaliar a efetividade do estabilizador no amortecimento dos modos de oscilação do sistema, e se existe a necessidade de reajuste ou substituição do estabilizador.

As propriedades da função de transferência SISO $H_{zw}(s)$ pode ser naturalmente estendidas para o caso multivariável (BOSSA, 2011), levando em conta os vários geradores que geralmente compõem uma usina elétrica.

Para uma usina com n geradores, as funções de transferência $H_{yu}(s)$ e $H_{zw}(s)$ que descrevem a relação dos canais de controle e de perturbação, se tornam matrizes de transferência $\mathbf{H_{yu}}(s)$ e $\mathbf{H_{zw}}(s)$, respectivamente. Considerando a premissa de simetria estrutural e operação equilibrada, estas matrizes podem ser escritas como se segue,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \omega_1(s) \\ \omega_2(s) \\ \omega_3(s) \\ \vdots \\ \omega_n(s) \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\omega}(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} R(s) & Q(s) & Q(s) & \cdots & Q(s) \\ Q(s) & R(s) & Q(s) & \cdots & Q(s) \\ Q(s) & Q(s) & R(s) & \cdots & Q(s) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Q(s) & Q(s) & Q(s) & \cdots & R(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H_{yu}}(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{ref_1}(s) \\ V_{ref_2}(s) \\ V_{ref_3}(s) \\ \vdots \\ V_{ref_n}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{V_{ref}}(s)} \tag{3.9}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_{PSS_1}(s) \\ V_{PSS_2}(s) \\ V_{PSS_3}(s) \\ \vdots \\ V_{PSS_n}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{V_{PSS}}(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} P(s) & T(s) & T(s) & \cdots & T(s) \\ T(s) & P(s) & T(s) & \cdots & T(s) \\ T(s) & T(s) & P(s) & \cdots & T(s) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T(s) & T(s) & T(s) & \cdots & P(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H_{zw}}(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{PSSd_1}(s) \\ V_{PSSd_2}(s) \\ V_{PSSd_3}(s) \\ \vdots \\ V_{PSSd_n}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{V_{PSSd}}(s)}. \tag{3.10}$$

As matrizes $\mathbf{H_{yu}}(s)$ e $\mathbf{H_{zw}}(s)$ descrevem o canal de controle e perturbação para os n geradores de uma usina multigeradores, sendo os termos $R(s)$ e $P(s)$ a razão entre uma dada saída de um gerador e sua própria entrada, enquanto os termos $Q(s)$ e $T(s)$ representam a razão entre a saída de um dado gerador e uma entrada em outro gerador qualquer. Dessa forma, definem-se aqui $R(s)$ e $P(s)$ como termos próprios de $\mathbf{H_{yu}}(s)$ e $\mathbf{H_{zw}}(s)$ respectivamente, e $Q(s)$ e $T(s)$ como termos mútuos de $\mathbf{H_{yu}}(s)$ e $\mathbf{H_{zw}}(s)$ também respectivamente.

Vale ressaltar neste ponto que, o padrão simétrico apresentado por $\mathbf{H_{yu}}(s)$ e $\mathbf{H_{zw}}(s)$, com apenas termos próprios na diagonal principal e termos mútuos fora da diagonal, se deve à premissa inicialmente adotada de simetria estrutural da usina e operação equilibrada. Isto significa que os parâmetros dos geradores e seus controladores associados devem ser iguais e todos os geradores da usina devem compartilhar de um mesmo ponto de operação. Esta é uma característica que não está longe da prática e pode ser usualmente encontrada em usinas hidrelétricas de médio e grande porte.

Esta característica de simetria das matrizes de transferência é de grande importância, pois nela se baseiam as deduções e simplificações seguintes dessa seção. Caso a premissa

de simetria da usina e operação equilibrada seja violada, os termos próprios e mútuos não mais serão idênticos e os desenvolvimentos apresentados a seguir deixam de ser estritamente válidos, muito embora tenha sido mostrado em (BOSSA, 2011) que o método possui baixa sensibilidade a pequenos desvios de uma situação de simetria ideal.

Considerando então os fatos acima apresentados, é realizada uma mudança linear de coordenadas dos vetores originais de entrada e saída $\boldsymbol{\omega}(s)$ e $\mathbf{V_{ref}}(s)$.

Denotando por $\mathbf{L}$ a matriz de transformação linear

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 1 & 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix}, \tag{3.11}$$

a mudança de coordenadas pode ser expressa como:

$$\mathbf{L}\boldsymbol{\omega}(s) = \tilde{\boldsymbol{\omega}}(s) \tag{3.12}$$

$$\mathbf{L} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_1(s) \\ \omega_2(s) \\ \omega_3(s) \\ \vdots \\ \omega_n(s) \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\omega}(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} \omega_n(s) \\ \omega_1(s) - \omega_2(s) \\ \omega_1(s) - \omega_3(s) \\ \vdots \\ \omega_1(s) - \omega_n(s) \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{\omega}}(s)}$$

$$\mathbf{L}\mathbf{V_{ref}}(s) = \tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{ref}}(s) \tag{3.13}$$

$$\mathbf{L} \underbrace{\begin{bmatrix} V_{ref_1}(s) \\ V_{ref_2}(s) \\ V_{ref_3}(s) \\ \vdots \\ V_{ref_n}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{V_{ref}}(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} V_{ref_n}(s) \\ V_{ref_1}(s) - V_{ref_2}(s) \\ V_{ref_1}(s) - V_{ref_3}(s) \\ \vdots \\ V_{ref_1}(s) - V_{ref_n}(s) \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{ref}}(s)}.$$

Substituindo as equações (3.12) e (3.13) na equação (3.9) chega-se a

$$\mathbf{L}^{-1}\tilde{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{H_{yu}}\mathbf{L}^{-1}\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{ref}}. \tag{3.14}$$

Pré-multiplicando a equação (3.14) por $\mathbf{L}$, tem-se:

$$\tilde{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{L}\mathbf{H_{yu}}\mathbf{L}^{-1}\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{ref}} \tag{3.15}$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} \omega_n(s) \\ \omega_1(s) - \omega_2(s) \\ \omega_1(s) - \omega_3(s) \\ \vdots \\ \omega_1(s) - \omega_n(s) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} R(s)+(n-1)Q(s) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R(s)-Q(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & R(s)-Q(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R(s)-Q(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} V_{ref_n}(s) \\ V_{ref_1}(s) - V_{ref_2}(s) \\ V_{ref_1}(s) - V_{ref_3}(s) \\ \vdots \\ V_{ref_1}(s) - V_{ref_n}(s) \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

Por semelhante modo, os vetores de entrada e saída da equação (3.10) também podem ser convertidos para a mesma base de coordenadas, através da matriz de transformação linear $\mathbf{L}$.

$$\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{PSS}} = \mathbf{L}\mathbf{H_{zw}}\mathbf{L}^{-1}\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{PSSd}} \tag{3.17}$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} V_{PSS_n}(s) \\ V_{PSS_1}(s) - V_{PSS_2}(s) \\ V_{PSS_1}(s) - V_{PSS_3}(s) \\ \vdots \\ V_{PSS_1}(s) - V_{PSS_n}(s) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} P(s)+(n-1)T(s) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & P(s)-T(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & P(s)-T(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & P(s)-T(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} V_{PSSd_n}(s) \\ V_{PSSd_1}(s) - V_{PSSd_2}(s) \\ V_{PSSd_1}(s) - V_{PSSd_3}(s) \\ \vdots \\ V_{PSSd_1}(s) - V_{PSSd_n}(s) \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Através de uma breve análise das equações (3.16) e (3.18) pode-se perceber que, devido à diagonalização das matrizes de transferência $\mathbf{L}\mathbf{H_{yu}}(s)\mathbf{L}^{-1}$ e $\mathbf{L}\mathbf{H_{zw}}(s)\mathbf{L}^{-1}$ que descrevem o sistema na nova base de coordenadas, não existe mais acoplamento entre os pares de variáveis de saída e entrada nesse novo eixo de coordenadas.

Também digno de nota é o fato de que estas novas variáveis representam os modos de oscilação eletromecânica da usina em questão, isto é, os vetores de entrada $\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{ref}}(s)$ e $\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{PSSd}}(s)$ e de saída $\tilde{\boldsymbol{\omega}}(s)$ e $\tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{PSS}}(s)$ são a representação dos vetores originais no eixo de coordenadas modais. O primeiro elemento dos vetores de entrada e saída representa a

excitação e saída coerente de todos os n geradores da usina (modo local ou agregado da usina), enquanto os demais elementos dizem respeito à excitação e saída em contrafase de diferentes geradores (modos intraplanta da usina).

Tendo esses pontos em vista, podem ser definidas as seguintes funções de transferência modais SISO que relacionam as variáveis modais de entrada e saída:

$$H_{yu}^{ag}(s) \triangleq R(s) + (n-1)Q(s), \tag{3.19}$$

$$H_{yu}^{ip}(s) \triangleq R(s) - Q(s), \tag{3.20}$$

$$H_{zw}^{ag}(s) \triangleq P(s) + (n-1)T(s), \tag{3.21}$$

$$H_{zw}^{ip}(s) \triangleq P(s) - T(s), \tag{3.22}$$

que nada mais são que a combinação linear dos termos próprios e mútuos das matrizes de transferência representadas na base de coordenadas original.

Como dito anteriormente, a matriz de transferência $\mathbf{H_{zw}}(s)$ preserva as propriedades da FT $H_{zw}(s)$, inicialmente definida a partir da FIG. 3.2. Os zero MIMO de $\mathbf{H_{zw}}(s)$ são os polos da matriz $\mathbf{G}(s)$ que representa o sistema MIMO em malha aberta, ao passo que os polos de $\mathbf{H_{zw}}(s)$ são os polos do sistema com realimentação do PSS. Dessa mesma forma, a matriz $\mathbf{L}\mathbf{H_{zw}}(s)\mathbf{L}^{-1}$ também possui informações de malha aberta e fechada, todavia dos modos agregado e intraplanta.

Sendo assim é possível estimar características fundamentais dos modos local e intraplanta de uma usina multigeradores, na condição de utilização e não utilização do PSS, somente com base nos polos e zeros das respostas em frequência de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ e $H_{zw}^{ip}(j\omega)$. Lembrando que para determinar ambas as respostas em frequência $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ e $H_{zw}^{ip}(j\omega)$, é necessário somente levantar as respostas em frequência de $P(j\omega)$ e $T(j\omega)$ e realizar as combinações lineares apropriadas, mostradas nas equações (3.21) e (3.22).

$$P(j\omega) = \frac{V_{PSS_i}(j\omega)}{V_{PSSd_i}(j\omega)} \tag{3.23}$$

$$T(j\omega) = \frac{V_{PSS_k}(j\omega)}{V_{PSSd_i}(j\omega)} \quad \forall \quad k \neq i \tag{3.24}$$

Esta última constatação é o fundamento do ensaio de campo proposto em (BOSSA, 2011) e apresentado na próxima seção.

3.2 ENSAIOS DE CAMPO

3.2.1 ENSAIO CONVENCIONAL

Como mostrado na Subseção 3.1.1, em testes convencionais é levantada a FT $V_t(s)/V_{ref}(s)$ por ser a melhor estimativa prática da função $GEP(s)$. Para tanto, é desabilitado o PSS da unidade sob ensaio e aplicado um sinal de sondagem à referência do regulador de tensão (V_{ref}), enquanto a tensão terminal do gerador (V_t) é monitorada (FIG. 3.3). O ensaio é realizado no gerador sincronizado, porém sem carga, de maneira a minimizar a influência da dinâmica do rotor na tensão terminal. Uma posterior análise de Fourier dos dados obtidos revela a curva de fase da resposta em frequência de $V_t(j\omega)/V_{ref}(j\omega)$.

Por meio da característica de fase estimada da função $GEP(s)$ é possível verificar a possibilidade de ajustes dos parâmetros do estabilizador para melhora do desempenho dinâmico do gerador.

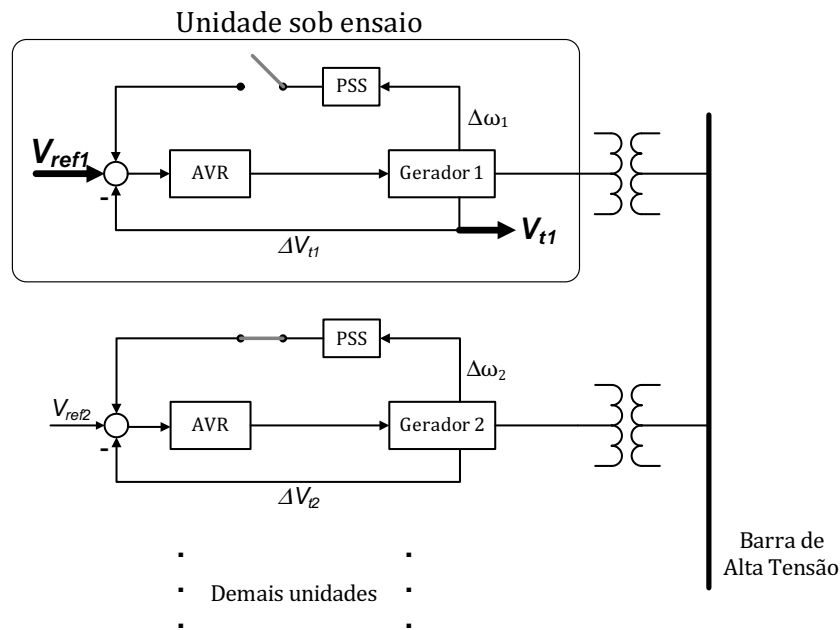



FIG. 3.3: Diagrama de um ensaio de campo convencional para comissionamento ou verificação de ajuste de PSS.

3.2.2 ENSAIO EM MALHA FECHADA PELO CANAL DE PERTURBAÇÃO

O ensaio proposto em (BOSSA, 2011) consiste na aplicação de um sinal de sondagem a qualquer gerador de uma usina (V_{PSSd_1}) e no monitoramento das respostas no mesmo

gerador (V_{PSS_1}) e em um gerador adjacente (V_{PSS_2}), como ilustrado na FIG. 3.4.

A determinação do modo local ou agregado e do modo intraplanta, tanto para presença ou ausência da malha do PSS, é feita através das respostas em frequência das FTMF $P(j\omega) = V_{PSS_1}(j\omega)/V_{PSSd_1}(j\omega)$ e $T(j\omega) = V_{PSS_2}(j\omega)/V_{PSSd_1}(j\omega)$. De posse desses dados é possível obter, por meio das equações (3.21) e (3.22), as respostas em frequência de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ e $H_{zw}^{ip}(j\omega)$. Utiliza-se então uma rotina de ajuste de curvas para identificar o par polo-zero complexo dominante (menos amortecido), a partir de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ e $H_{zw}^{ip}(j\omega)$.

O par de polos dominantes de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ se refere às oscilações coerentes de todos os geradores da usina contra o sistema, ao passo que o par de zeros indicam a provável localização deste modo de oscilação caso a malha do PSS fosse desabilitada em todos os geradores da usina. Uma análise análoga pode ser feita a respeito de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$, permitindo o levantamento de informações similares sobre o modo de oscilação intraplanta.

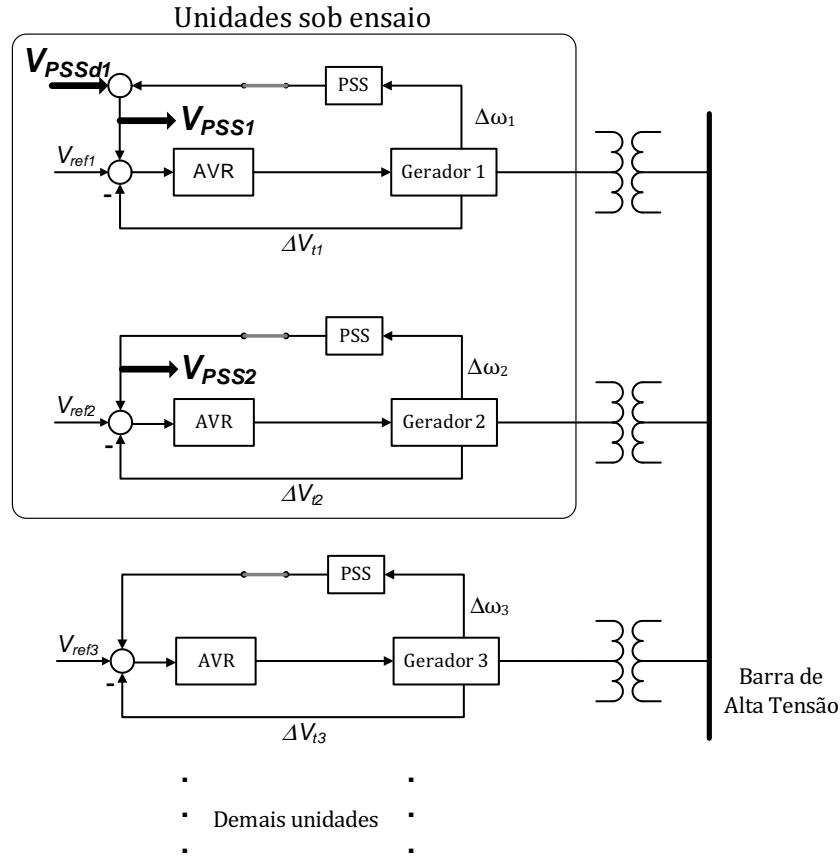



FIG. 3.4: Diagrama de um ensaio de campo H_{zw} para verificação de ajuste de PSS.

Entretanto, baseado em experiências de ensaios anteriores, foram notadas algumas limitações de ordem prática na execução do ensaio baseado na metodologia de canal de

perturbação. A primeira limitação se deve ao nível de ruído a que está sujeita a planta que se quer identificar, que quando combinado com a atenuação acentuada das respostas em frequência da FT do termo mútuo $T(j\omega)$, limita a exatidão dos resultados obtidos por essa metodologia de testes. Outra limitação encontrada se deve à baixa eficiência do sinal de sondagem inicialmente empregado para levantamento das respostas em frequência. O longo tempo de ensaio, assim como a necessidade de calibração da amplitude repetidas vezes, diminui a exatidão do teste e aumenta as chances de violação de níveis seguros das grandezas do gerador.

No próximo capítulo é proposto um ensaio complementar para permitir uma maior imunidade a ruídos e exatidão no levantamento das informações sobre os modos oscilatórios da usina. Também são apresentados sinais de sondagem que possibilitam a realização do teste em menor tempo, tanto na aplicação, quanto na obtenção dos resultados, contribuindo assim para aumento da praticidade e eficiência do processo de teste.

4 CONTRIBUIÇÕES PARA A EFETIVIDADE DE ENSAIOS EM USINAS MULTIGERADORES

Neste capítulo são apresentadas as metodologias desenvolvidas neste trabalho com o intuito de superar algumas limitações encontradas na aplicação prática do ensaio de campo para verificação de ajuste de estabilizadores, proposto em (BOSSA, 2011). As metodologias aqui propostas, de forma conjunta às apresentadas no capítulo anterior, têm o objetivo de aumentar a confiabilidade dos resultados do ensaio, bem como permitir uma maior agilidade no processo de verificação dos ajustes.

Primeiramente, na Subseção 4.1.3, é apresentada a metodologia de ensaio de polaridade reversa, proposta neste trabalho, que visa garantir uma maior imunidade a ruídos no levantamento das informações dos modos oscilatórios da usina. Por meio desta técnica, as informações da influência do ajuste do PSS no modo oscilatório intraplanta podem ser levantadas diretamente, com reduzida influência de ruídos exógenos. Quando aplicado de forma complementar ao ensaio proposto em (BOSSA, 2011), possibilita a obtenção da influência do ajuste do PSS sobre o modo local da usina, também com maior precisão de resultados.

Na Seção 4.2, é feito um estudo de sinais e técnicas empregadas para identificação de respostas em frequência, comparando a técnica inicialmente utilizada, com outras mais favoráveis ao propósito do trabalho, de reduzir os esforços de realização do ensaio.

4.1 ENSAIO DE POLARIDADE REVERSA

Como mostrado no Capítulo 3, o ensaio H_{zw} sofre com a influência dos ruídos inerentes à planta que se necessita identificar. A FT da grandeza mútua $T(j\omega)$ é a mais comprometida, devido à grande atenuação que o sinal de entrada sofre neste canal. Contudo, esta FT é de suma importância para obtenção das características dos modos oscilatórios local e intraplanta da usina, visto que estes são obtidos através da combinação linear de $P(j\omega)$ e $T(j\omega)$.

A FIG. 4.1 mostra o ganho em dB das respostas em frequência de $P(j\omega)$ e $T(j\omega)$ obtidas por simulação computacional para o caso de um dado ponto de operação da usina de Itaipu. Desta figura, pode-se constatar que a variável de saída V_{PSS_1} registrada para

obtenção de $P(j\omega)$ possuirá um SNR (*signal-noise ratio*) maior em relação à saída V_{PSS_2} registrada para obtenção de $T(j\omega)$. Considerando este fato, a metodologia de ensaio de polaridade reversa procura, dentro do possível, reduzir o efeito de ruídos nos resultados do ensaio.

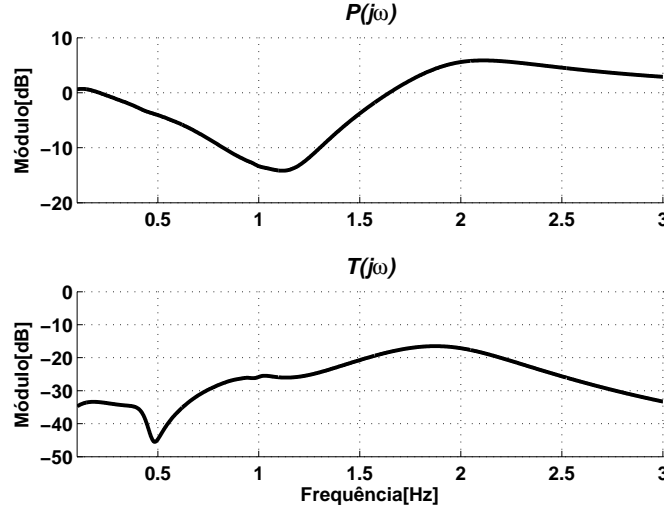



FIG. 4.1: Ganho das respostas em frequências própria $P(j\omega)$ e mútua $T(j\omega)$.

De maneira a fundamentar a metodologia de ensaio de polaridade reversa, são apresentados inicialmente alguns conceitos básicos de sistemas multivariáveis e análise de variáveis aleatórias, úteis para explanação do método.

4.1.1 DIREÇÕES EM SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS

Em um sistema SISO, o ganho em uma dada frequência pode ser expresso diretamente por,

$$\frac{|y(j\omega)|}{|d(j\omega)|} = \frac{|G(j\omega)d(j\omega)|}{|d(j\omega)|} = |G(j\omega)|. \tag{4.1}$$

O ganho depende apenas da frequência ω, e sendo o sistema linear, é independente da magnitude da entrada $|d(j\omega)|$. Em sistemas MIMO os sinais de entrada e saída são ambos vetores, fazendo-se necessária a utilização de uma norma para obtenção de um valor de magnitude. Fazendo uso da norma euclidiana (norma-2), para uma dada frequência ω, a magnitude do vetor de entrada e saída é dada por:

$$||\mathbf{d}(j\omega)||_2 = \sqrt{\sum_i |d_i(j\omega)|^2}, \tag{4.2}$$

$$||\mathbf{y}(j\omega)||_2 = \sqrt{\sum_i |y_i(j\omega)|^2}. \quad (4.3)$$

O ganho do sistema $\mathbf{G}(s)$ para um sinal de entrada $\mathbf{d}(j\omega)$ é então dado pela razão:

$$\frac{||\mathbf{y}(j\omega)||_2}{||\mathbf{d}(j\omega)||_2} = \frac{\sqrt{y_1^2 + y_2^2 + \cdots}}{\sqrt{d_1^2 + d_2^2 + \cdots}}. \quad (4.4)$$

Novamente, o ganho é dependente da frequência e independente da magnitude da entrada $||\mathbf{d}(j\omega)||_2$. No entanto, para um sistema MIMO, existem graus de liberdade adicionais e o ganho depende da direção da entrada $\mathbf{d}(j\omega)$. Tendo isso em vista, uma ferramenta bastante utilizada para generalização do conceito de ganho para sistemas MIMO é a decomposição em valores singulares (SVD) (SKOGESTAD, 2005).

Qualquer matriz complexa $\mathbf{G}$ de dimensões $l \times m$ pode ser decomposta em seus valores singulares:

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H, \quad (4.5)$$

onde a matriz $\mathbf{U}$ de dimensões $l \times l$ e a matriz $\mathbf{V}$ de dimensões $m \times m$ são unitárias, i.e., $\mathbf{U}^H = \mathbf{U}^{-1}$ e $\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^{-1}$. A matriz $\mathbf{\Sigma}$ de dimensões $l \times m$ contém a matriz diagonal $\mathbf{\Sigma}_1$ com os valores singulares σ_i, reais e não-negativos organizados em ordem decrescente, como segue,

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad l \geq m \quad (4.6)$$

ou

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \quad l \leq m \quad (4.7)$$

onde

$$\mathbf{\Sigma}_1 = \operatorname{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \cdots, \sigma_k\}; \quad k = \min\{l, m\} \quad (4.8)$$

e

$$\overline{\sigma} \triangleq \sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \cdots \geq \sigma_k \triangleq \underline{\sigma}. \quad (4.9)$$

As matrizes unitárias $\mathbf{U}$ e $\mathbf{V}$ formam uma base ortonormal para o espaço coluna e espaço linha de $\mathbf{G}$, respectivamente. Os vetores coluna de $\mathbf{V}$, denotados por $\mathbf{v}_i$, são chamados de vetores singulares à direita ou de entrada, enquanto os vetores coluna de

$\mathbf{U}$, denotados por $\mathbf{u}_i$, são chamados de vetores singulares à esquerda ou de saída. A decomposição SVD da matriz $\mathbf{G}$ não é única, contudo os valores singulares σ_i são únicos.

Do ponto de vista de controle, o maior interesse na decomposição SVD é sua interpretação física quando aplicada à resposta em frequência de um sistema MIMO $\mathbf{G}(s)$ com m entradas e l saídas. Considerando uma frequência fixa ω, onde $\mathbf{G}(j\omega)$ é uma matriz complexa $l \times m$ denotada por $\mathbf{G}$ por simplicidade de notação, a SVD possibilita expressar $\mathbf{G}$ como em (4.5). Os vetores coluna da matriz $\mathbf{U}$ representam as direções de saída do sistema e são ortonormais, isto é,

$$||\mathbf{u}_i||_2 = 1, \quad \mathbf{u}_i^H \mathbf{u}_i = 1, \quad \mathbf{u}_i^H \mathbf{u}_j = 0, \quad i \neq j, \tag{4.10}$$

da mesma forma, os vetores coluna de $\mathbf{V}$ são ortonormais e representam as direções de entrada.

As direções de entrada e saída dadas por estes vetores estão relacionadas pelos respectivos valores singulares. Isto pode ser verificado considerando que $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = 1$, logo a equação (4.5) pode ser reescrita na forma $\mathbf{GV} = \mathbf{U\Sigma}$, que para a coluna i se torna,

$$\mathbf{G}\mathbf{v}_i = \sigma_i \mathbf{u}_i. \tag{4.11}$$

Ou seja, para uma entrada na direção de $\mathbf{v}_i$ a saída será na direção de $\mathbf{u}_i$. Além disso, visto que $||\mathbf{v}_i||_2 = 1$ e $||\mathbf{u}_i||_2 = 1$, fica claro que o i-ésimo valor singular σ_i informa diretamente o ganho da matriz $\mathbf{G}$ nesta direção.

$$\sigma_i(\mathbf{G}) = ||\mathbf{G}\mathbf{v}_i||_2 = \frac{||\mathbf{G}\mathbf{v}_i||_2}{||\mathbf{v}_i||_2} \tag{4.12}$$

Dessa análise decorre que, o maior ganho para qualquer direção de entrada é igual ao valor singular máximo,

$$\max_{d \neq 0} \frac{||\mathbf{G}\mathbf{d}||_2}{||\mathbf{d}||_2} = \frac{||\mathbf{G}\mathbf{v}_1||_2}{||\mathbf{v}_1||_2} = \sigma_1(\mathbf{G}) = \overline{\sigma}(\mathbf{G}), \tag{4.13}$$

e o menor ganho para qualquer direção de entrada é igual ao valor singular mínimo,

$$\min_{d \neq 0} \frac{||\mathbf{G}\mathbf{d}||_2}{||\mathbf{d}||_2} = \frac{||\mathbf{G}\mathbf{v}_k||_2}{||\mathbf{v}_k||_2} = \sigma_k(\mathbf{G}) = \underline{\sigma}(\mathbf{G}); \quad k = \min\{l, m\}. \tag{4.14}$$

Assim, para qualquer vetor de entrada $\mathbf{d}$ tem-se que,

$$\underline{\sigma}(\mathbf{G}) \leq \frac{||\mathbf{G}\mathbf{d}||_2}{||\mathbf{d}||_2} \leq \overline{\sigma}(\mathbf{G}). \tag{4.15}$$

Definem-se então $\mathbf{u}_1 = \overline{\mathbf{u}}$, $\mathbf{v}_1 = \overline{\mathbf{v}}$, $\mathbf{u}_k = \underline{\mathbf{u}}$ e $\mathbf{v}_k = \underline{\mathbf{v}}$. O vetor $\overline{\mathbf{v}}$ corresponde à direção de entrada com maior amplificação, e $\overline{\mathbf{u}}$ corresponde à direção de saída na qual as entradas são mais efetivas. De maneira oposta, as direções associadas a $\mathbf{v}_k = \underline{\mathbf{v}}$ e $\mathbf{u}_k = \underline{\mathbf{u}}$ correspondem à direção de entrada de menor amplificação e de saída onde as entradas são menos efetivas, respectivamente (MACIEJOWSKI, 1989).

4.1.2 MODELO ESTATÍSTICO DE VARIÁVEIS ALEATÓRIAS

De acordo com (COOPER, 1967), existem dois métodos gerais para descrever matematicamente sinais aleatórios. No primeiro, as grandezas aleatórias são caracterizadas por um modelo probabilístico. Este modelo é o mais completo, visto que incorpora todo o conhecimento disponível sobre o processo aleatório. Entretanto, existem diversas situações de engenharia nas quais este grau de detalhamento não é necessário ou sequer possível. Se o interesse maior está na potência média de um sinal aleatório ou como essa potência se distribui na frequência, um modelo probabilístico completo não é necessário. Uma descrição parcial, por um modelo estatístico, pode prover um substituto aceitável para a descrição probabilística. Neste modelo, o sinal aleatório é caracterizado por um conjunto apropriado de indicadores como média, variância, função de correlação, densidade espectral, entre outros.

Na abordagem estatística, um dos conceitos mais fundamentais é o de encontrar valores médios para variáveis aleatórias. De modo formalmente estrito, o conceito de média temporal, obtida através da integração de uma função do tempo ao longo de um dado intervalo, pode ser importante para funções aleatórias no domínio do tempo, contudo, tem pouco significado quando aplicado a uma única variável aleatória, que é definida como o valor da função aleatória do tempo em um dado instante. Em vez disso, faz-se necessário encontrar o valor médio integrando ao longo da gama de possíveis valores que a variável aleatória pode assumir. Tal operação é conhecida como média do conjunto (*ensemble averaging*) e resulta no valor médio da variável aleatória:

$$\overline{r} = E[r] = \int_{-\infty}^{\infty} r p(r)\, dr, \tag{4.16}$$

onde $p(r)$ é a função densidade de probabilidade de r e o operador $E[r]$ é conhecido como "valor esperado de r" ou a "esperança de r".

Todavia, em muitos casos de interesse prático, é assumida a premissa de ergodicidade do processo aleatório, ou seja, assume-se que todos os membros do conjunto (*ensemble*)

possuem o mesmo comportamento estatístico que o próprio conjunto. Sendo assim, é possível determinar seu comportamento estatístico examinando apenas uma função típica do conjunto.

Para processo ergódicos, os valores médios das variáveis aleatórias do processo podem ser determinados tanto por médias temporais como por médias do conjunto. Logo, o valor médio pode ser expresso como,

$$\overline{r} = E[r] = \int_{-\infty}^{\infty} rp(r)\, dr = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} r(t)\, dt. \tag{4.17}$$

Como geralmente apenas uma função $r(t)$ do processo aleatório é observada, costuma-se assumir a ergodicidade para casos onde esta propriedade não é obviamente inválida, como em processos não-estacionários (GUBNER, 2006). Esta premissa frequentemente simplifica a obtenção dos indicadores do modelo estatístico como um todo, e será utilizada nos desenvolvimentos deste trabalho.

Dentro do cálculo de valores médios, existe ainda uma definição mais geral, conhecida como momentos de uma variável aleatória, dada por:

$$\overline{r^n} = E[r^n] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} r^n(t)\, dt. \tag{4.18}$$

Os momentos mais importantes de r são os dados por $n = 1$, que é o valor médio discutido acima, e por $n = 2$ que resulta no valor médio quadrático. A importância do valor médio quadrático está no fato de este ser proporcional à potência média do sinal, e sua raiz quadrada ser o valor *rms* ou valor eficaz do sinal aleatório.

Também são definidos momentos centrais, que nada mais são do que o momento de r ao redor de seu valor médio $E[r]$. O n-ésimo momento central de r é

$$\overline{(r-\overline{r})^n} = E[(r-\overline{r})^n] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} (r(t)-\overline{r})^n\, dt. \tag{4.19}$$

O momento central para $n = 1$ é claramente nulo, enquanto o momento central para $n = 2$ é tão importante que possui uma designação específica, a variância de r ou σ_r^2.

$$\sigma_r^2 = \overline{(r-\overline{r})^2} = E[(r-\overline{r})^2] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} (r(t)-\overline{r})^2\, dt. \tag{4.20}$$

A variância pode ainda ser expressa de uma forma alternativa, por meio da propriedade da soma de valores esperados:

$$\begin{aligned} \sigma_r^2 &= E[(r-\overline{r})^2] = E[r^2 - 2r\overline{r} + \overline{r}^2] \\ &= E[r^2] - 2E[r]\overline{r} + \overline{r}^2 \\ &= \overline{r^2} - 2\overline{r}\overline{r} + \overline{r}^2 = \overline{r^2} - \overline{r}^2 \end{aligned} \tag{4.21}$$

Assim como o valor médio quadrático, a variância tem grande importância principalmente na análise de sinais, pois está intimamente ligada à potência dos mesmos. Na realidade, ela corresponde à potência de um sinal de média nula (GUBNER, 2006).

Estendendo o conceito de momento e momento central para análise de duas variáveis aleatórias, chega-se às definições de momento conjunto e momento central conjunto.

$$E[r_1^k r_2^n] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} r_1^k r_2^n p(r_1, r_2)\ dr_1\ dr_2 \tag{4.22}$$

$$E[(r_1 - \overline{r_1})^k (r_2 - \overline{r_2})^n] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (r_1 - \overline{r_1})^k (r_2 - \overline{r_2})^n p(r_1, r_2)\ dr_1\ dr_2 \tag{4.23}$$

De particular importância são os momentos conjuntos e momentos centrais conjuntos correspondentes a $k = n = 1$. Estes momentos são chamados, respectivamente, de correlação e covariância entre as variáveis aleatórias r_1 e r_2.

Lançando mão da premissa de ergodicidade do processo aleatório, a correlação e covariância podem ser reescritas como,

$$\mathcal{R}_{r_1 r_2} = E[r_1 r_2] = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} r_1(t) r_2(t + \tau)\ dt \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{C}_{r_1 r_2} &= E[(r_1 - \overline{r_1})(r_2 - \overline{r_2})] \\ &= E[r_1 r_2] - \overline{r_1 r_2} \\ &= \mathcal{R}_{r_1 r_2} - \overline{r_1 r_2} \end{aligned} \tag{4.25}$$

Quando as duas variáveis $r_1(t)$ e $r_2(t)$ advêm do mesmo processo aleatório, estes parâmetros são chamados comumente de função de autocorrelação e de autocovariância. Para variáveis de processos distintos, chamam-se função de correlação cruzada e de covariância cruzada (COOPER, 1967).

Em ocasiões onde $r_1(t)$ e $r_2(t)$ possuem diferentes valores médios e variâncias, frequentemente busca-se estabelecer a correlação entre versões normalizadas de $r_1(t)$ e $r_2(t)$, ambas com valor médio nulo e variância unitária. Este procedimento dá origem ao coeficiente de correlação $\rho_{r_1 r_2}$.

$$\rho_{r_1 r_2} = E\left[\frac{r_1 - \overline{r_1}}{\sigma_{r_1}} \frac{r_2 - \overline{r_2}}{\sigma_{r_2}}\right] \tag{4.26}$$

Expandindo a equação (4.26) e reescrevendo em termos das definições de momento central e momento central conjunto, tem-se:

$$\begin{aligned} \rho_{r_1 r_2} &= \frac{E\left[r_1 r_2\right] - \overline{r_1 r_2}}{\sigma_{r_1} \sigma_{r_2}} \\ &= \frac{\mathcal{C}_{r_1 r_2}}{\sqrt{\sigma_{r_1}^2 \sigma_{r_2}^2}} \end{aligned} \tag{4.27}$$

O coeficiente de correlação ρ varia entre $+1$ e -1, uma vez que $|\mathcal{C}_{r_1r_2}| \leq \sigma_{r_1}\sigma_{r_2}$. Para $\rho = 1$, as formas de onda comparadas são completamente correlacionadas, i.e., sua relação pode ser expressa por uma função linear mais uma constante. Para $\rho = 0$, as formas de onda são completamente descorrelacionadas, i.e., nenhuma parte da forma de onda $r_2(t+\tau)$ esta contida em $r_1(t)$. Para $\rho = -1$, as formas de onda são idênticas exceto pelo sinal oposto, i.e., a forma de onda de $r_2(t+\tau)$ é o negativo de $r_1(t)$.

Com base nas definições de correlação, covariância e do coeficiente normalizado de correlação, surgem dois conceitos importantes no estudo de processo aleatórios. Os conceitos de variáveis aleatórias descorrelacionadas e ortogonais.

Duas variáveis aleatórias são descorrelacionadas se sua covariância cruzada é nula e sua correlação cruzada é igual ao produto de seus valores médios, isto é, $\mathcal{C}_{r_1r_2} = 0$, $\rho_{r_1r_2} = 0$ e $\mathcal{R}_{r_1r_2} = \overline{r_1 r_2}$. Ademais, estas variáveis são ditas ortogonais se sua correlação cruzada também for nula, ou seja, $\mathcal{R}_{r_1r_2} = 0$.

4.1.3 ENSAIO PROPOSTO

Com base nos conceitos apresentados nas seções anteriores, esta seção expõe de maneira detalhada a metodologia de ensaio de polaridade reversa, proposta neste trabalho.

O conceito de canal de perturbação, mostrado na Subseção 3.1.2, quando aplicado a uma usina multigerador com n unidades e simetria estrutural, resulta na matriz de transferência dada pela equação (3.10) que relaciona as entrada $\mathbf{w}(s) = V_{PSSd_n}$ e saídas $\mathbf{z}(s) = V_{PSS_n}$. Aplicando um sinal de sondagem $w(t)$ em duas unidades desse sistema, sendo que os sinais aplicados possuem polaridade reversa, i.e., defasagem relativa de 180° entre si, o sistema pode ser reescrito como,

$$\begin{bmatrix} V_{PSS_1}(s) \\ V_{PSS_2}(s) \\ V_{PSS_3}(s) \\ \vdots \\ V_{PSS_n}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(s) & T(s) & T(s) & \cdots & T(s) \\ T(s) & P(s) & T(s) & \cdots & T(s) \\ T(s) & T(s) & P(s) & \cdots & T(s) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ T(s) & T(s) & T(s) & \cdots & P(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W(s) \\ -W(s) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [P(s) - T(s)]\,W(s) \\ [T(s) - P(s)]\,W(s) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$

A equação (4.28) mostra que a excitação de dois geradores do sistema, com sinais em polaridade reversa, permite concentrar a energia do sinal de sondagem empregado no ensaio apenas nas unidades de interesse direto para medição, enquanto as demais unidades da usina permanecem inertes às perturbações do ensaio. Além disso, a razão entre a entrada e a resposta das unidades excitadas é a própria FT $H_{zw}^{ip}(s)$. Essa FT, como visto na Subseção 3.1.2, possui em suas singularidades (polos e zeros) informações

a respeito da influência do PSS no modo oscilatório intraplanta da usina.

Por meio da decomposição em valores singulares da matriz de transferência $\mathbf{H_{zw}}(j\omega)$ é possível precisar exatamente o comportamento do sistema para uma entrada na direção de polaridade reversa. Para tanto, é utilizado um modelo de usina multigeradores ligada a uma barra infinita por impedância externa, ilustrado na FIG. 4.2. A usina teste conta com oito geradores igualmente carregados, e seus respectivos controladores (reguladores de velocidade e tensão e estabilizadores), modelados com parâmetros idênticos aos das máquinas de Itaipu 60Hz. A utilização deste modelo relativamente simples se justifica pelo fato de somente a dinâmica da usina ser de interesse direto e deste modelo permitir uma visualização mais instrutiva dos conceitos envolvidos.

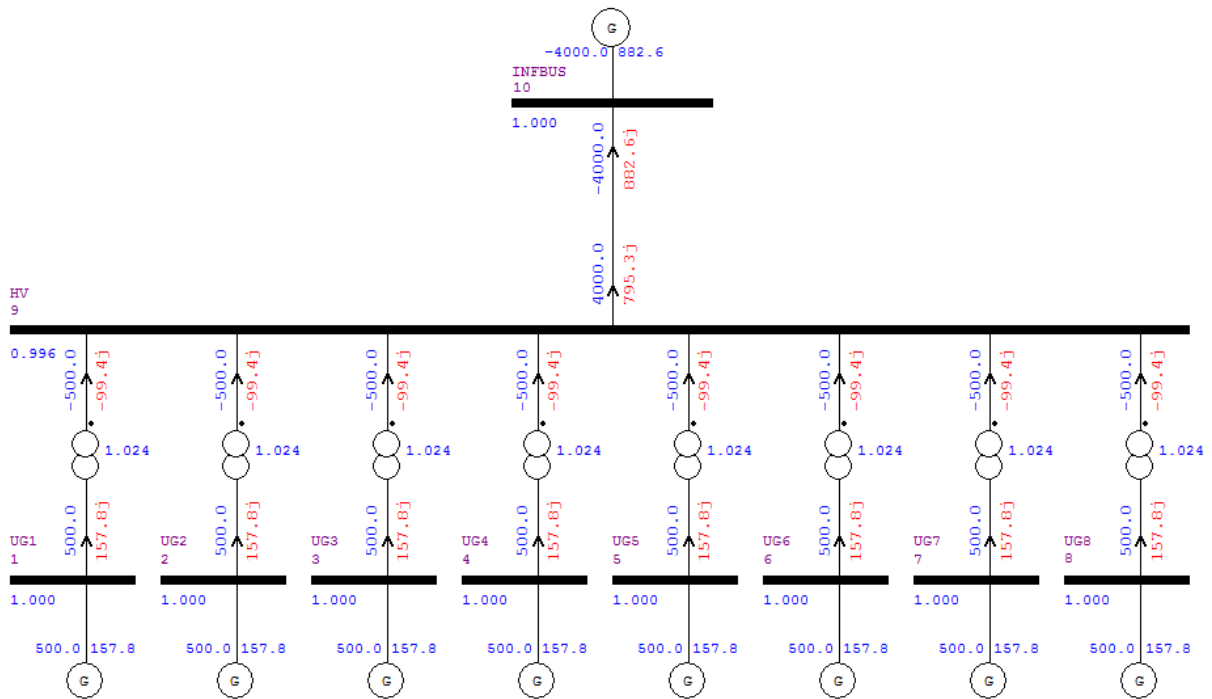



FIG. 4.2: Modelo de usina multigerador utilizado como sistema teste.

A base de dados do sistema apresentado, para estudos em regime permanente e de estabilidade a pequenos sinais, foi criada utilizando os programas Anarede e Pacdyn, desenvolvidos pelo CEPEL (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica), e dados dos modelos de geradores e controladores de Itaipu, obtidos do banco de dados do ONS (Operador Nacional do Sistema) para planejamento da operação (ONS – OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA).

O modelo em espaço de estados desse sistema, exportado pelo programa Pacdyn, possui

144 estados, 2 entradas e 24 saídas. As entradas definidas são os canais de perturbação dos geradores sob ensaio V_{PSSd_1} e V_{PSSd_2}, e as saídas são os sinais dos estabilizadores de cada gerador V_{PSS_n}, adicionalmente, são monitoradas também a tensão terminal V_{t_n} e potência elétrica P_{t_n} de cada unidade.

Obtidas através da análise dos autovalores da matriz de estado do sistema, as características dinâmicas de seus modos de oscilação eletromecânica são enunciadas na TAB. 4.1:

TAB. 4.1: Modos eletromecânicos do sistema teste de usina multigerador

Modo Local ou Agregado	Modos Intraplanta
$-0,7569 \pm j5,6656$ $\omega_d = 0,9017Hz$ $\zeta = 13,2\%$	$-1,5857 \pm j8,9486$ $\omega_d = 1,4242Hz$ $\zeta = 17,4\%$

Examinando os vetores singulares de entrada na faixa de frequência de $0,1Hz$ a $3Hz$, obtidos por meio da SVD de $\mathbf{H_{zw}}(j\omega)$ do sistema apresentado acima, verifica-se que estes apresentam apenas duas direções ortogonais distintas ao longo de toda a faixa de frequência analisada. Para futuras referências, estas direções são aqui definidas como, polaridade direta (4.29) e polaridade reversa (4.30):

$$\mathbf{v}_{dir} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}, \tag{4.29}$$

$$\mathbf{v}_{rev} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}. \tag{4.30}$$

Dessa maneira, de acordo com os vetores acima expostos, a direção definida como polaridade direta corresponde à excitação simultânea de V_{PSSd} dos geradores $UG1$ e $UG2$, enquanto a direção de polaridade reversa corresponde à aplicação dos sinais em contrafase em ambos os geradores $UG1$ e $UG2$.

Os valores singulares da matriz de transferência associados a estes vetores unitários $\mathbf{v}_{dir}$ e $\mathbf{v}_{rev}$ fornecem o ganho multivariável para uma entrada nessas respectivas direções. Na FIG. 4.3, a curva azul representa os valores de $\overline{\sigma}$, ou seja, o ganho máximo independente da direção de entrada. A curva verde, por sua vez, representa os valores de $\underline{\sigma}$, isto é, o ganho mínimo também independente da direção de entrada. No entanto, verificando ao longo da frequência, quais valores de σ estão associados aos vetores de entrada $\mathbf{v}_{dir}$ e $\mathbf{v}_{rev}$, chegam-se às curvas de σ_{dir} marcadas por + para o ganho na direção de polaridade direta e de σ_{rev} marcada por + para o ganho na direção de polaridade reversa.

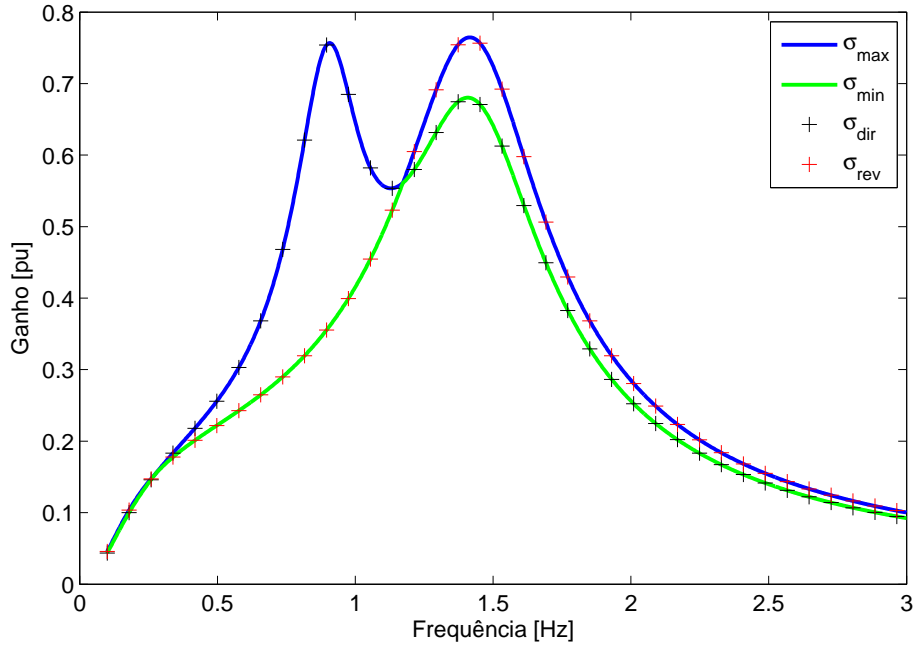



FIG. 4.3: Valores singulares de $\mathbf{H_{zw}}(j\omega)$.

Analisando esta figura, algumas conclusões podem ser tiradas. Assim como na análise de curvas de ganho de sistemas SISO, é possível identificar os modos oscilatórios pouco amortecidos através dos picos de ressonância da curva de ganho MIMO. Na curva de ganho associada ao vetor de entrada de polaridade reversa (+) fica claro que a única ressonância expressiva está em torno da frequência $1,42Hz$ que corresponde ao modo intraplanta, como pode ser verificado na TAB. 4.1. Para a direção de polaridade direta (+), comparativamente, a maior ressonância está em torno de $0,9Hz$ que é a frequência do modo local ou agregado da usina. Todavia, é possível notar que existe uma elevação do ganho de menor amplitude também na faixa de $1,42Hz$, que aponta para o fato de que esta direção de entrada excita ambos os modos eletromecânicos da usina. Este fato pode ser verificado mais claramente a seguir, por meio da análise dos vetores singulares de saída.

Cabe ressaltar que o ganho na direção de polaridade direta σ_{dir} é dependente do número de geradores da usina, enquanto o ganho da direção de polaridade reversa σ_{rev} é o mesmo para qualquer número de geradores. Isto pode ser verificado considerando a equação (4.28) reescrita para uma entrada na direção de polaridade direta. É evidente que, nesse caso, a razão entre a saída e entrada de ambos os geradores é dada não mais por $H_{zw}^{ip}(s)$, mas por $P(s) + T(s)$. Recordando a definição das FTs de canal de perturbação

$H_{zw}^{ag}(s)$ para o modo local e $H_{zw}^{ip}(s)$ para o modo intraplanta da usina, verifica-se que para um valor baixo de n,

$$P(s) + T(s) \approx H_{zw}^{ag} = P(s) + (n-1)T(s), \tag{4.31}$$

sendo que a aproximação se torna uma igualdade para o caso de uma usina com $n = 2$. No entanto, conforme n aumenta, a expressão (4.31) deixa de ser válida e a razão entre a saída e a entrada dos geradores excitados na direção de polaridade direta, passa a ser uma combinação linear dos dois modos. Na direção de polaridade reversa não existe dependência de n, uma vez que a razão entre a saída e a entrada dos geradores excitados na direção de polaridade reversa é a própria definição de $H_{zw}^{ip}(s)$.

$$P(s) - T(s) = H_{zw}^{ip} \quad \forall \quad n \tag{4.32}$$

A FIG. 4.4 mostra um comparativo do comportamento do ganho, em ambas as direções, da usina exemplo com $n = 8$ com usinas de $n = 4$ e $n = 2$ geradores. A reatância externa que liga a usina à barra infinita foi aumentada na proporção da retirada de geradores, de forma que as características de frequência e amortecimento dos modos eletromecânicos fossem preservadas.

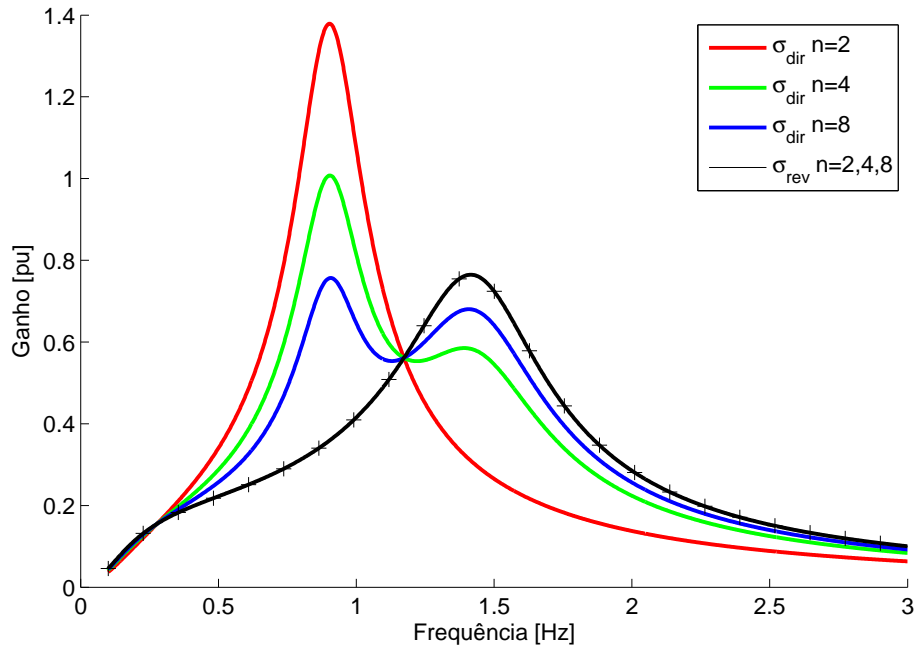



FIG. 4.4: Comparativo do ganho nas direções de polaridade direta e reversa, para usinas com $n = 2$, $n = 4$ e $n = 8$ geradores.

Por meio do estudo dos vetores singulares de saída, se pode ainda verificar como a energia introduzida no sistema pelas entradas, nas direções de $\mathbf{v}_i$, se espalha nas saídas do sistema. A FIG. 4.5 mostra o gráfico polar dos componentes de $\mathbf{u}_{dir}$ em linha azul e $\mathbf{u}_{rev}$ em linha vermelha para a frequência do modo intraplanta. Cada componente dos vetores $\mathbf{u}_{dir}$ e $\mathbf{u}_{rev}$ representa uma das saídas do sistema. Na FIG. 4.5 estão representadas somente as saídas dos quatro primeiros geradores, uma vez que pela simetria do sistema, os demais geradores respondem como os geradores 3 e 4.

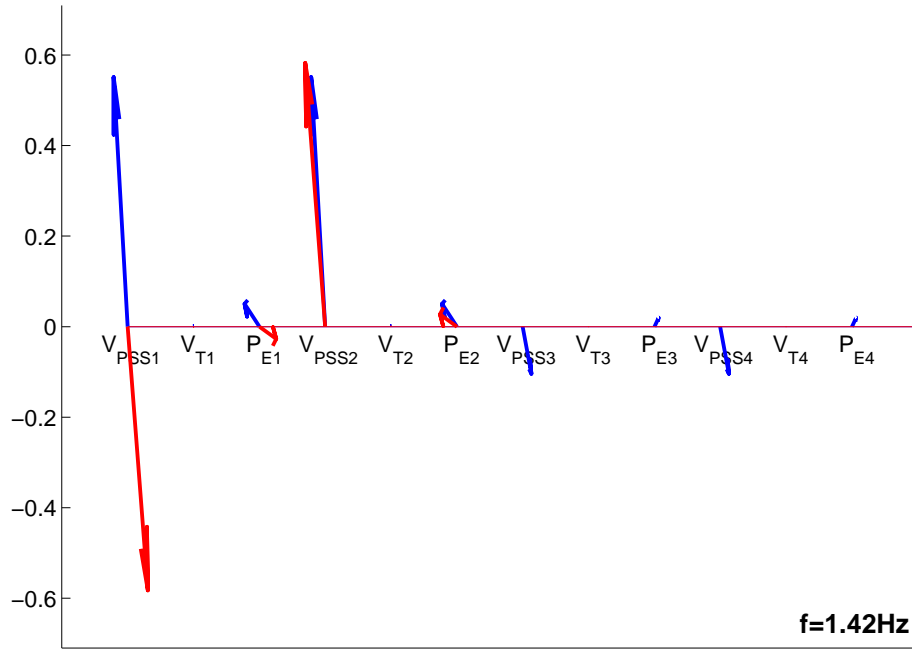



FIG. 4.5: Comparativo dos vetores singulares de saída relacionados com as direções de polaridade direta (—) e reversa (—).

Da FIG. 4.5, verifica-se que informação dos vetores singulares de saída corroboram com as discussões anteriores. Para a direção de polaridade reversa as grandezas dos geradores 1 e 2 estão em contrafase, enquanto as grandezas dos demais geradores permanecem inalteradas. O mesmo não ocorre para a direção de polaridade direta, onde parte da energia aparece nas grandezas dos demais geradores.

A aplicação do sinal de sondagem em polaridade reversa também proporciona, por meio da combinação das saídas dos geradores excitados, um aumento da razão sinal-ruído (SNR), proporcional ao coeficiente de correlação dos ruídos presentes nas duas saídas.

Seja $\mathbf{H_{zw}}(s)$ a matriz de transferência que relaciona as entradas e saídas dos dois

geradores sujeitos à aplicação do sinal de sondagem em polaridade reversa, conforme mostra o esquema da FIG. 4.6. Os sinais $z_1(t)$ e $z_2(t)$ denotam as respostas do sistema à aplicação de $w(t)$ e $-w(t)$, respectivamente, e são compostos pela combinação da saída que se deseja monitorar $v(t) = V_{PSS_1}$ e $-v(t) = V_{PSS_2}$ e de ruídos aditivos de distribuição probabilística normal (gaussiana), $r_1 \sim N(\overline{r_1}, \sigma^2_{r_1})$ e $r_2 \sim N(\overline{r_2}, \sigma^2_{r_2})$.

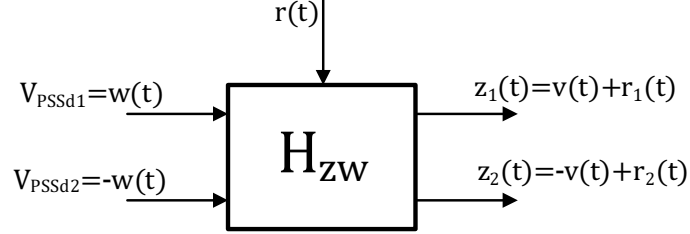



FIG. 4.6: Esquema para o ensaio de polaridade direta e reversa no canal de perturbação $\mathbf{H_{zw}}(s)$.

Tomando o sinal diferencial $d_z(t) = z_1(t) - z_2(t)$, tem-se que:

$$d_z(t) = v + r_1 - (-v + r_2) = 2v + r_1 - r_2. \tag{4.33}$$

Assume-se também que as variáveis aleatórias r_1 e r_2 que representam os ruídos nas saídas z_1 e z_2, respectivamente, possuam valor médio nulo $\overline{r_1} = \overline{r_2} = 0$, dessa maneira, as variâncias de r_1 e r_2 são diretamente proporcionais à potência destes ruídos. Sendo assim, o segundo momento central conjunto da equação (4.33) é dado por,

$$\begin{aligned} \sigma^2_{d_z} = E\left[(z_1 - z_2)^2\right] &= E\left[(2v + r_1 - r_2)^2\right] \\ &= E\left[4v^2\right] + E\left[r_1^2\right] + E\left[r_2^2\right] - 2E\left[r_1 r_2\right] \\ &= 4\sigma^2_v + \sigma^2_{r_1} + \sigma^2_{r_2} - 2\mathcal{R}_{r_1 r_2} \end{aligned} \tag{4.34}$$

Define-se então a razão sinal-ruído como:

$$SNR = 10\log_{10}\left(\frac{\sigma^2_v}{\sigma^2_r}\right), \tag{4.35}$$

que quando aplicada à equação (4.34) resulta em,

$$SNR = 10\log_{10}\left(\frac{4\sigma^2_v}{\sigma^2_{r_1} + \sigma^2_{r_2} - 2E\left[r_1 r_2\right]}\right). \tag{4.36}$$

É fácil notar na equação (4.36) que, para o caso onde r_1 é perfeitamente correlacionado com r_2 ($\rho_{r_1 r_2} = 1$), o denominador se torna nulo e o SNR tende a infinito. Considerando

ainda que r_1 seja completamente descorrelacionado com r_2, isto é, que r_1 e r_2 sejam provenientes de processos aleatórios distintos ($\rho_{r_1 r_2} \neq 1$), tem-se que o termo $-2E[r_1 r_2]$ se anula e, para variâncias normalizadas, o SNR é de $3dB$. Para o caso em que r_1 apresenta correlação inversa em relação a r_2 ($\rho_{r_1 r_2} = -1$), o termo $-2E[r_1 r_2]$ se soma às variâncias dos ruídos e, para variâncias normalizadas, o SNR é de $0dB$.

Da FIG. 4.7, pode-se concluir que os ruídos presentes nas saídas provenientes de um mesmo processo aleatório são completamente eliminados, enquanto que para ruídos de processo distintos obtêm-se um ganho de duas vezes ($3dB$) na razão sinal-ruído. O caso de ruídos com correlação inversa não é comumente verificado na prática, contudo para este caso extremo, o método simplesmente não apresenta ganhos no SNR.

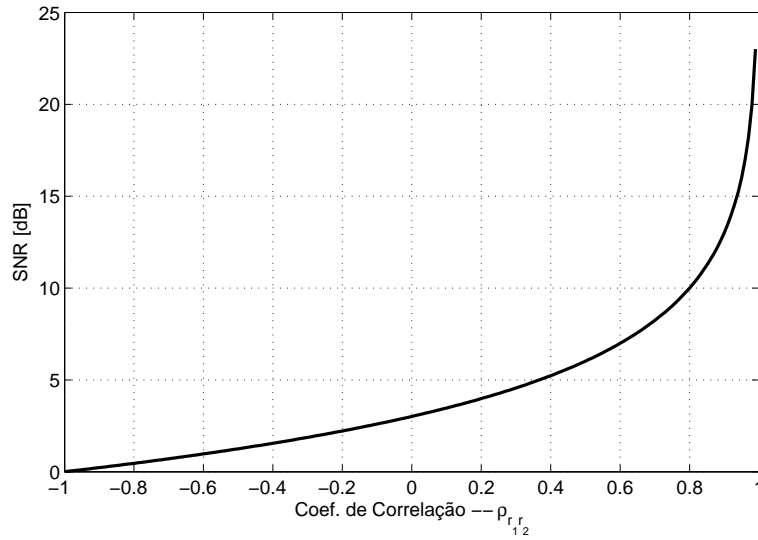



FIG. 4.7: Comportamento do SNR em função dos valores do coeficiente de correlação $\rho_{r_1 r_2}$.

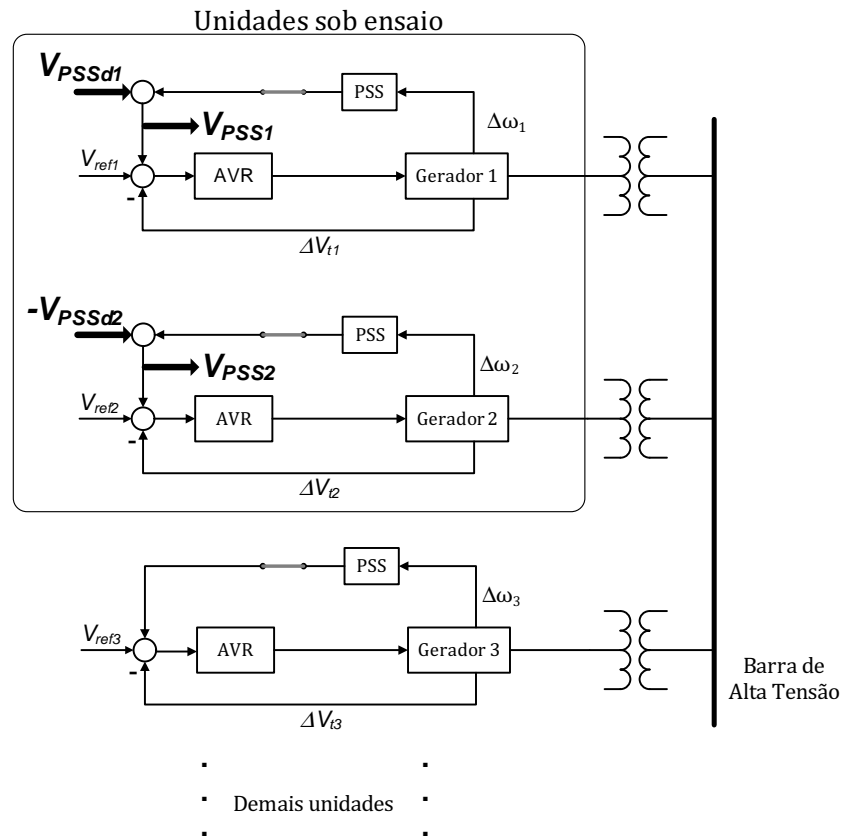
Estas características do ensaio de polaridade reversa apresentadas nesta seção permitem ainda a obtenção de uma melhor estimativa da resposta em frequência de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$. Isto pode ser constatado através da combinação das equações (3.21) e (3.22),

$$
\begin{aligned}
H_{zw}^{ag}(s) &= P(s) + (n-1)\left(P(s) - H_{zw}^{ip}(s)\right) \\
&= P(s) + nP(s) - P(s) - nH_{zw}^{ip}(s) + H_{zw}^{ip}(s) \\
&= H_{zw}^{ip}(s) + n\left(P(s) - H_{zw}^{ip}(s)\right).
\end{aligned}
\tag{4.37}
$$

Por meio do ensaio proposto em (BOSSA, 2011), aplicando o sinal de sondagem em somente um gerador, é levantada a estimativa de $P(j\omega)$. De forma complementar, é

utilizado o ensaio de polaridade reversa para levantamento de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ com redução dos níveis de ruído. Desse modo, partindo de estimativas de $P(j\omega)$ e $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ com alto SNR, é possível obter $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ através de (4.37), sem a necessidade de lançar mão das medidas geralmente pouco acuradas de $T(j\omega)$.

A FIG. 4.8 apresenta o diagrama do ensaio de polaridade reversa. Uma vez obtidas as respostas dos geradores sob ensaio, a análise dos dados é similar à descrita na Subseção 3.2.2.

FIG. 4.8: Diagrama do ensaio complementar de polaridade reversa para verificação de ajuste de PSS.

Sumarizando, esta nova metodologia de ensaio, quando aplicada a uma usina multi-gerador, apresenta as seguintes vantagens:

- Devido à premissa de simetria estrutural, a aplicação da entrada na direção de polaridade reversa possibilita concentrar a energia do sinal de sondagem apenas nos geradores sob ensaio, de maneira que os demais geradores da usina permanecem

inertes à execução do ensaio. A concentração da energia da entrada nos geradores de interesse tem participação no aumento do SNR das medidas realizadas em campo.

- A razão entre a saída e a entrada dos geradores excitados fornece diretamente a resposta em frequência de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$, um dos objetivos primários do ensaio de campo.

- Por meio do sinal diferencial das respostas das duas unidades, são eliminados ruídos correlacionados em ambas as saídas e atenuados ruídos de menor correlação, melhorando de uma forma geral o SNR no levantamento de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$.

- Quando usada de forma complementar ao ensaio proposto em (BOSSA, 2011) (para levantamento de $P(j\omega)$ apenas), permite a obtenção de uma melhor estimativa de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$, também um dos objetivos primários do ensaio de campo.

4.2 SINAIS DE SONDAGEM UTILIZADOS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

O principal objetivo do estudo e síntese de sinais de sondagem é criar uma entrada que resulte em estimativas acuradas dos modos eletromecânicos e outras características do sistema, enquanto garante a operação segura do SEP e agilidade no processo de medição e análise dos resultados. Nesta seção, são apresentadas algumas classes de sinais de sondagem de uso corrente na indústria, do ponto de vista da teoria de identificação de sistemas e das restrições impostas pela aplicação em sistemas de potência. As técnicas subjacentes de síntese e análise destes sinais são comparadas com a utilizada inicialmente em (BOSSA, 2011).

É importante ressaltar inicialmente que, a teoria de identificação de sistemas aponta para o fato de que a qualidade da estimativa da resposta em frequência depende somente do espectro do sinal de entrada, e não de sua forma de onda no domínio do tempo (LJUNG, 1999). Todavia, em ensaios para identificação não-paramétrica da resposta em frequência de um sistema linear, é importante que a excitação da planta seja feita por meio de sinais de sondagem que permitam um alto SNR. Usualmente, isto é feito aumentando-se a energia do sinal; contudo, na prática, os valores extremos ou picos do sinal de sondagem devem ser limitados. Sendo assim, a questão é maximizar a energia de um sinal para um dado valor extremo ou reduzir os valores extremos para uma dada energia.

Para quantificar a razão entre o valor extremo de um sinal e a energia que este carrega,

é definida uma importante característica em sinais de sondagem, o fator de crista:

$$FC(d) \triangleq \frac{||d||_\infty}{||d||_2}, \tag{4.38}$$

onde a norma infinita de $d(t)$ é definida como,

$$||d||_\infty \triangleq \sup_t |d(t)|, \tag{4.39}$$

e a norma-2 de $d(t)$ é definida por,

$$||d||_2 \triangleq \frac{1}{T}\sqrt{\int_0^T d(t)^2 \, dt}, \tag{4.40}$$

que é também o valor *rms* ou eficaz de $d(t)$.

Além da importância da especificação do conteúdo de frequência, algumas limitações do sinal de entrada são específicas à aplicações em sistemas de potência. Primeiramente, é desejável que a amplitude de pico do sinal de sondagem seja mantida em valores reduzidos, de forma que as excursões das grandezas perturbadas não ponham em risco a segurança da operação. Como visto acima, em sinais com fator de crista reduzido, esta limitação é conciliada com a necessidade de níveis suficientes de energia para garantir um alto SNR. Além disso, o sinal não deve conter muitas transições abruptas, ou seja, este deve iniciar e terminar em valores próximos a zero de forma a criar transições suaves quando injetado no sistema (PIERRE, 2010).

Com base nestes pontos apresentados, a seguir são avaliados alguns sinais com potencial aplicação para os ensaios em sistemas de potência, propostos nos capítulos anteriores.

4.2.1 SENÓIDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA

Se um sistema linear é descrito pela FT $G(s)$ e sua entrada é,

$$d(t) = d_0 \cos \omega t, \tag{4.41}$$

então sua saída, depois que possíveis transitórios tenham sido amortecidos, será,

$$y(t) = y_0 \cos(\omega t + \phi), \tag{4.42}$$

onde

$$y_0 = |G(j\omega)| d_0, \tag{4.43}$$

$$\phi = \arg(G(j\omega)). \tag{4.44}$$

Se o sistema for excitado por (4.41) para uma dada frequência ω_1, e forem levantados do sinal de saída os valores de y_0 e ϕ, o número complexo $G(j\omega_1)$ pode ser determinado a partir de (4.43) e (4.44). Repetindo este procedimento e aumentando a frequência de $d(t)$ de acordo com a resolução espectral desejada, pode-se chegar a uma estimativa de $G(j\omega)$ (LJUNG, 1999).

A resposta em regime permanente da planta $y(t)$ pode ser analisada por meio de algoritmos de DFT, onde a componente fundamental é obtida do espectro resultante. Para melhores resultados na análise em frequência, deve-se ter o cuidado de utilizar uma senóide exatamente periódica dentro dos limites do bloco de dados fornecidos ao algoritmo de DFT. Esta precaução evita o efeito de vazamento espectral, a ser abordado em detalhes na Subseção 4.2.3.

A principal vantagem deste método reside em sua capacidade de proporcionar um alto SNR nas medições, uma vez que toda a energia do sinal é concentrada em apenas uma frequência, e em um sinal com baixo fator de crista ($FC = \sqrt{2}$). No entanto, as repetidas medições requerem um longo período de tempo quando comparado a outras classes de sinais de espectro amplo. Em cada medição, este período de tempo compreende não somente a calibragem da amplitude e excitação da planta, mas também o tempo para atingir a resposta em regime permanente, que na proximidade de picos de ressonâncias pode ser consideravelmente longo.

É importante também notar que, a precisão notável das medidas realizadas com senóides de frequência única pode ser alcançada por medições com sinais de espectro amplo, e em menor tempo. Enquanto medições com senóides puras resultam em estimativas de $G(j\omega)$ em uma única frequência com alto SNR, a utilização de um sinal de espectro amplo resulta em vários valores de $G(j\omega)$ em um intervalo de frequência em particular. Cada valor, claramente, possui uma precisão menor, porém através de técnicas de suavização espectral é possível reduzir os níveis de ruído a valores comparáveis (SCHOUKENS, 1988).

4.2.2 PRBS

A classe de sinais PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) é constituída de sequências binárias periódicas, determinísticas, com propriedades semelhantes às de um ruído branco. Dentre estes sinais, o que mais se destaca na identificação de sistemas é o MLS (*maximum*

length sequence). Este sinais possuem períodos relativamente curtos e mesmo assim, sua integral de autocorrelação provê uma melhor aproximação da função impulso unitário do que outras sequências aleatórias de comprimento similar. Consequentemente, o resultados obtidos pela identificação utilizando MLS são mais acurados (GRAUPE, 1972). Estas sequências MLS podem ser geradas diretamente por meio de registradores digitais com realimentação ou por algoritmos computacionais.

Uma sequência MLS de ordem m possui $L = 2^m - 1$ amostras por período e deve satisfazer a equação a diferenças linear, de aritmética modulo 2, dada por,

$$\big(D^m d \oplus D^{m-1} d \oplus \cdots Dd\big) \equiv d, \tag{4.45}$$

onde D^m é o operador atraso de m amostras, tal que $D^m d_i = d_{i-m}$, e $\oplus$ é o operador de soma na aritmética módulo 2. Para qualquer m a equação (4.45) deve ser irredutível, i.e., não deve ser o produto de um ou mais polinômios de ordem mais baixa. Sendo assim, uma sequência MLS de ordem $m = 7$ seria dada pelo polinômio modulo 2,

$$\big(D^7 d \oplus D^4 d\big) \equiv d, \tag{4.46}$$

que pode ser visto, expresso na forma de registradores de deslocamento, na FIG. 4.9.

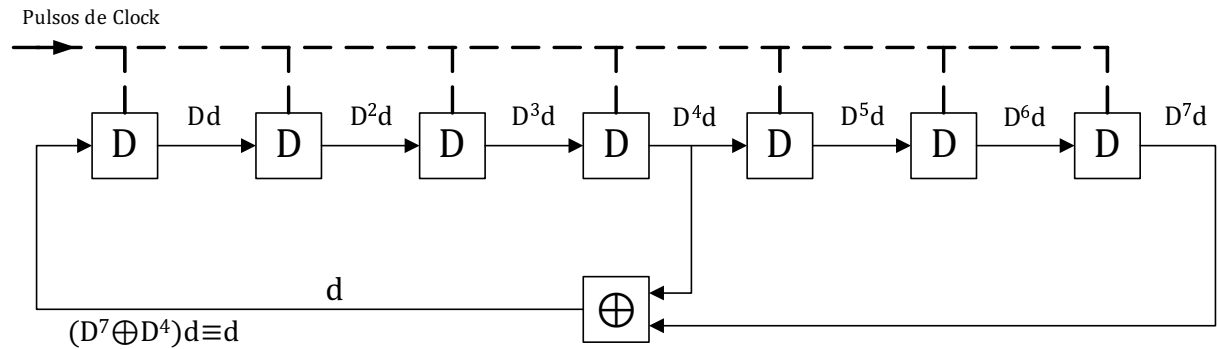



FIG. 4.9: Registrador de deslocamento de sete estágios gerador de sinal MLS.

A saída do registrador é uma sequência periódica composta de 0's e 1's, entretanto, na utilização do sinal MLS para levantamento de respostas em frequência, usualmente o estado 1 é mapeado como -1 e o estado 0 como +1, para produzir uma sequência simétrica em relação a zero. Um exemplo de sinal MLS, para $m = 5$, é mostrado na FIG. 4.10.

Para melhor compreensão da técnica de identificação por função de correlação, se faz necessária a definição de alguns conceitos de análise de sistemas em tempo discreto (RIFE, 1989).

A versão de tempo discreto da função delta de Dirac $\delta(t)$ é a função impulso unitário definida como:

$$\delta[n] = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \tag{4.47}$$

Um sistema LTI de tempo discreto é completamente descrito por sua resposta ao impulso unitário $h[n]$, e sua saída $y[n]$ é relacionada à entrada $d[n]$ pela convolução linear discreta,

$$\begin{aligned} y[n] &= d[n] * h[n] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} d[k]h[n-k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[k]d[n-k]. \end{aligned} \tag{4.48}$$

Considerando a função impulso unitário periódico $\delta'[n]$ definida por,

$$\delta'[n] = \begin{cases} 1, & n \bmod \mathrm{L} = 0 \\ 0, & n \bmod \mathrm{L} \neq 0 \end{cases} \tag{4.49}$$

é também possível caracterizar um sistema por sua resposta ao impulso unitário periódico $h'[n]$. Para uma entrada periódica $d'[n]$, a saída periódica $y'[n]$ é dada pela convolução circular, definida como,

$$\begin{aligned} y'[n] &= d'[n] \circledast h'[n] \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} d'[k]h'[n-k]. \end{aligned} \tag{4.50}$$

A relação entre $h[n]$ e $h'[n]$ pode ser deduzida a partir de (4.48) e (4.50),

$$\begin{aligned} h'[n] &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta'[k]h[n-k] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} h[n+kL]. \end{aligned} \tag{4.51}$$

Desta equação, constata-se que a sequência periódica $h'[n]$ é construída deslocando sucessivamente segmentos de L amostras de $h[n]$ para a origem e somando-os. Desta forma, para um entrada $\delta'[n]$ de período L, se $h[n]$ não decair a valores desprezíveis em L amostras, ocorre um efeito usualmente referido na literatura como *time aliasing*. Caso L seja suficientemente longo, o efeito de *time aliasing* é evitado e $h'[n]$ será uma aproximação acurada das primeiras L amostras de $h[n]$.

Tendo em vista estes fatos, uma importante propriedade dos sinais MLS é a de sua autocorrelação circular $\mathcal{R}'_d$ ser essencialmente a função impulso unitário periódico $\delta'[n]$. Se $d[n]$ for um sinal MLS de período L, então,

$$\begin{aligned}\mathcal{R}'_d[n] &= d[n] \circledcirc d[n] \\ &= \frac{1}{L}\sum_{k=0}^{L-1} d[k]d[k+n],\end{aligned} \tag{4.52}$$

sendo $\circledcirc$ o operador correlação circular, tem-se

$$\mathcal{R}'_d[0] = 1 \tag{4.53}$$

$$\mathcal{R}'_d[n] = -\frac{1}{L} \quad 0 < n < L. \tag{4.54}$$

A FIG. 4.11 mostra a função de correlação circular do sinal MLS ($m = 5$) da FIG. 4.10.

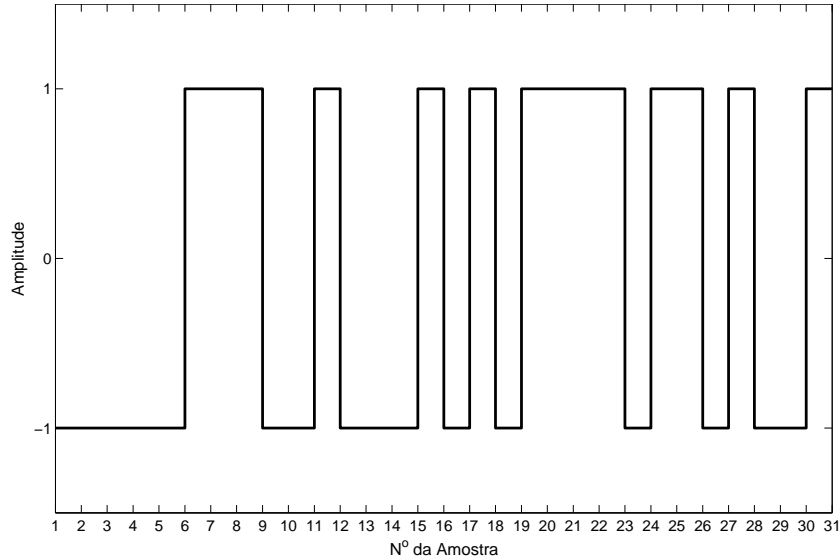



FIG. 4.10: Sinal MLS de ordem $m = 5$.

Multiplicando a equação (4.52) por $L/(L+1)$, é possível renormalizá-la, de maneira que a excursão pico a pico de $\mathcal{R}'_d[n]$ seja unitária e esta equação possa ser expressa como a soma da função impulso periódico e de uma pequena componente constante.

$$\mathcal{R}'_d[n] = \delta'[n] - \frac{1}{L+1} \tag{4.55}$$

É evidente, da equação (4.55), que para valores altos de L o segundo termo tende a zero, e $\mathcal{R}'_d$ se aproxima da função impulso unitário aperiódica $\delta[n]$.

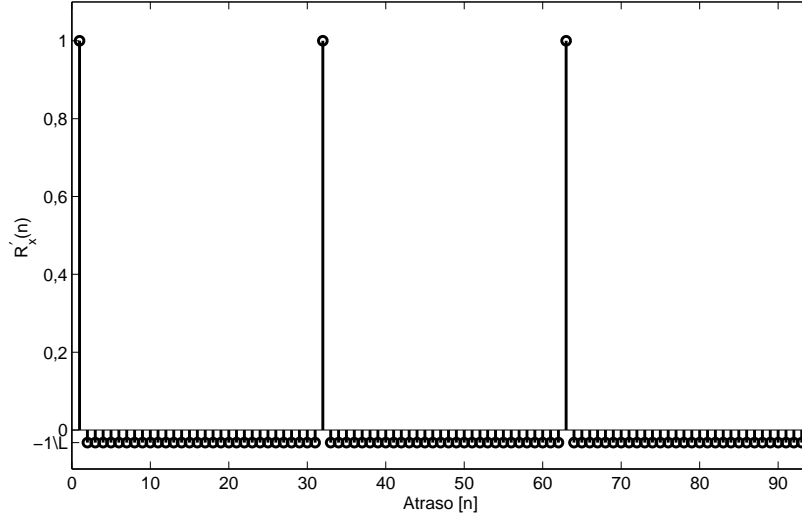



FIG. 4.11: Função de autocorrelação circular de três períodos de um sinal MLS de ordem $m = 5$.

Considerando estas propriedades, se um sinal MLS $d[n]$ é aplicado a um sistema com resposta ao impulso periódico $h'[n]$, sua saída $y'[n]$ é expressa por uma convolução circular, como na equação (4.50). Para recuperar $h'[n]$, é realizada então a correlação circular cruzada entre $d[n]$ e $y'[n]$.

$$\begin{aligned} \mathcal{R}'_{dy}[n] &= d[n] \circledcirc y'[n] \\ &= d[n] \circledcirc (d[n] \circledast h'[n]) \\ &= (d[n] \circledcirc d[n]) \circledast h'[n] \\ &= \mathcal{R}'_d[n] \circledast h'[n] \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \mathcal{R}'_d[n] h'[n-k] \end{aligned} \tag{4.56}$$

Substituindo a equação (4.55) em (4.56), obtém-se

$$\begin{aligned} \mathcal{R}'_{dy}[n] &= \left(\delta'[n] - \frac{1}{L+1}\right) \circledast h'[n] \\ &= h'[n] \circledcirc -\frac{1}{L+1} \sum_{k=0}^{L-1} h'[k] \\ &= h'[n] \circledcirc -\frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} h'[k] + \frac{1}{L(L+1)} \sum_{k=0}^{L-1} h'[k], \end{aligned} \tag{4.57}$$

onde o segundo termo é apenas o valor médio de $h'[n]$ e o terceiro termo é a mesma

componente constante da equação (4.55) multiplicada por $1/(L+1)$. Da equação (4.57), conclui-se que o resultado da identificação por correlação é bastante acurado, se forem tomadas algumas precauções para evitar efeitos de *time aliasing*. Além disso, a operação de correlação circular, que é o cerne desta técnica, pode ser facilmente realizada computacionalmente com grande eficiência por meio do teorema da correlação cruzada, que constata que

$$\mathcal{R}'_{dy}[n] = DFT^{-1}\,[\;DFT(y'[n])\;\cdot\;DFT(d[n])^*\;]\,, \tag{4.58}$$

onde o asterisco denota o complexo conjugado da grandeza no domínio da frequência. O ganho na eficiência se dá devido ao fato de que a DFT pode ser calculada com complexidade $\mathcal{O}(n \log n)$ utilizando algoritmos de FFT, enquanto que, quando utilizando somatórios, o número de operações algébricas é da ordem $\mathcal{O}(n^2)$ (BRIGHAM, 1974).

A resposta em frequência do sistema pode ser então finalmente obtida diretamente do CPSD (cross power spectrum density) da entrada e da saída, definido como,

$$CPSD(d[n], y'[n]) = DFT(\mathcal{R}'_{dy}[n]) = DFT(h'[n]). \tag{4.59}$$

Existe ainda um sinal pseudo-aleatório cuja função de autocorrelação circular é ainda mais próxima da de $\delta'[n]$. Este sinal é conhecido como *inverse repeat MLS*, e se trata de uma sequência MLS onde os sinais das amostras ímpares são invertidos, e seu período é duplicado. A FIG. 4.12 mostra a função de autocorrelação circular para um sinal IRMLS.

Finalmente, de modo a expor as vantagens e desvantagens da utilização da classe de sinais PRBS, mais especificamente o MLS, pode-se citar que este sinal é de simples obtenção e apresenta o menor fator de crista possível ($FC = 1$), somente apresentado por formas de onda quadrada. Todavia, seu espectro original plano até a frequência de clock utilizada em sua aplicação, não permite especificação das baixas frequências sem que se percam propriedades importantes, como sua autocorrelação especial e seu fator de crista unitário. Em (BOLLINGER, 1974) é descrita uma aplicação de sinais MLS em sistemas de potência, onde este é reamostrado em uma frequência mais alta para que seu espectro se conforme à banda de frequência desejada sem aumento do fator de crista, contudo, a identificação não é realizada com técnicas de correlação, mas por análise de Fourier convencional.

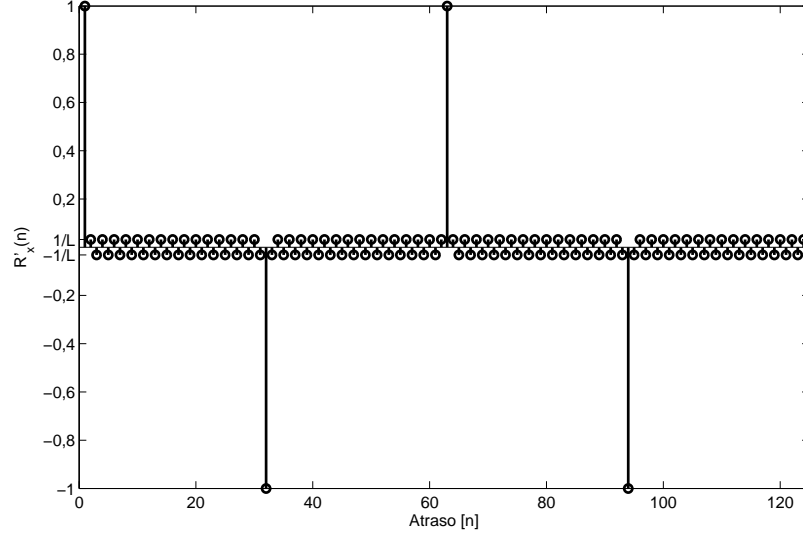



FIG. 4.12: Função de autocorrelação circular de dois períodos de um sinal IRMLS de ordem $m = 5$.

4.2.3 MULTISSENO

Um sinal multisseno é fundamentalmente um somatório de diversas senóides com amplitudes arbitrárias, que pode ser definido, em termos de sua série de Fourier, como

$$d(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i \cos(\omega_i t + \phi_i), \tag{4.60}$$

onde N é o número de harmônicos, A_i e ϕ_i são a amplitude e fase do i-ésimo harmônico de frequência $\omega_i = i \cdot \omega_0$. A frequência fundamental ω_0 define o período do sinal multisseno $T = 2\pi/\omega_0$, bem como a resolução em frequência do sinal, uma vez que as componentes harmônicas são múltiplas da frequência fundamental.

Aplicando a transformada de Fourier à definição (4.60), revela-se o espectro em frequência de um sinal multisseno, que é dado por

$$D(j\omega) = 2\pi \sum_{i=1}^{N} \frac{A_i^2}{4} \left[\delta(\omega - \omega_i) + \delta(\omega + \omega_i)\right]. \tag{4.61}$$

Sendo o sinal multisseno de natureza periódica, seu espectro em frequência é discreto, e dessa forma possibilita dispor precisamente a potência do sinal em frequências específicas por meio de uma seleção apropriada dos termos N, A_i e ω_0.

A norma-2 ou valor eficaz do sinal é dada pela raiz quadrada de seu valor médio quadrático, como mostrado na equação (4.38), e é independente da distribuição de fase

ϕ_i das componentes harmônicas do sinal. Contudo, a norma infinita do sinal, seu valor de pico, varia drasticamente com os valores de ϕ_i. Dessa forma o fator de crista de um sinal multisseno é predominantemente influenciado pela escolha das fases ϕ_i para $i = 1, 2, \cdots, N$ de suas componentes harmônicas (BOYD, 1986).

O pior caso de escolha de fases se dá para $\phi_i = 0, \quad 1 \leq i \leq N$, que para um espectro plano, resulta em um fator de crista de $FC = \sqrt{2N}$. A FIG. 4.13 ilustra um sinal multisseno composto por 15 harmônicas de mesma amplitude (espectro plano) para o pior caso de distribuição de fases. Sendo assim, fica claro que alguma forma de padrão aleatório de fases é necessário para que os cancelamentos entre as componentes senoidais mantenham $|d(t)|$ pequeno. Na realidade, uma distribuição de fases aleatória (FIG. 4.14) resulta em fatores de crista da ordem de $FC = \sqrt{\log N}$, que são consideravelmente menores que $\sqrt{N}$, mas ainda são elevados para um valor de N alto.

Atualmente não existe solução analítica para a minimização do fator de crista de sinais multisseno, uma vez que o fator de crista é um função bastante complexa das fases ϕ_i, com vários mínimos locais (BOYD, 1986). Entretanto, em (SCHROEDER, 1970) é proposta uma fórmula empírica para distribuição de fases ϕ_i derivada da observação de que sinais modulados na frequência são frequentemente comprimidos (baixo FC),

$$\phi_n = \phi_1 - 2\pi \sum_{k=1}^{n-1} (n-k) A_k^2 \qquad 2 \leq n \leq N, \tag{4.62}$$

que para o caso de espectro plano reduz-se a

$$\phi_n = \phi_1 - \pi \frac{n(n+1)}{N}, \tag{4.63}$$

onde ϕ_1 é escolhido arbitrariamente.

A distribuição de fases de Schroeder geralmente resulta em $FC < 2$ para sinais de espectro plano, onde A_i são escolhidos como constantes ao longo de uma dada faixa de frequência (FIG. 4.15). Todavia, se o espectro escolhido não for plano, esta distribuição tende a apresentar resultados equivalentes ou até mesmo piores que a distribuição aleatória de fases (VAN DER OUDERAA, 1988).

Em resposta a esse problema, é apresentado em (VAN DER OUDERAA, 1988) um algoritmo iterativo para compactação do sinal multisseno, i.e., redução de $||d||_\infty$, de forma efetiva, no entanto, sem perturbar as magnitudes A_i das componentes senoidais. A ideia central por trás do algoritmo de Van der Ouderaa é alternar entre os domínios do tempo e

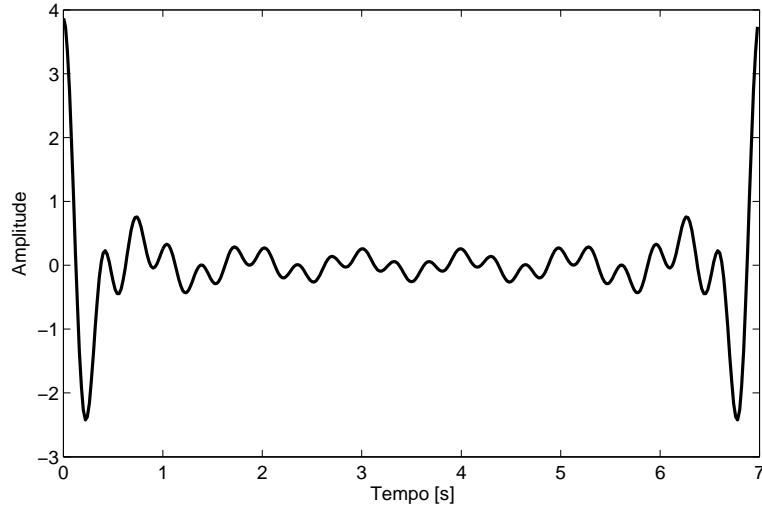



FIG. 4.13: Sinal multisseno com 15 harmônicas e espectro plano, para o pior caso de distribuição de fases ($\phi_i = 0$) $FC = \sqrt{2 \cdot 15} = 5,4772$.

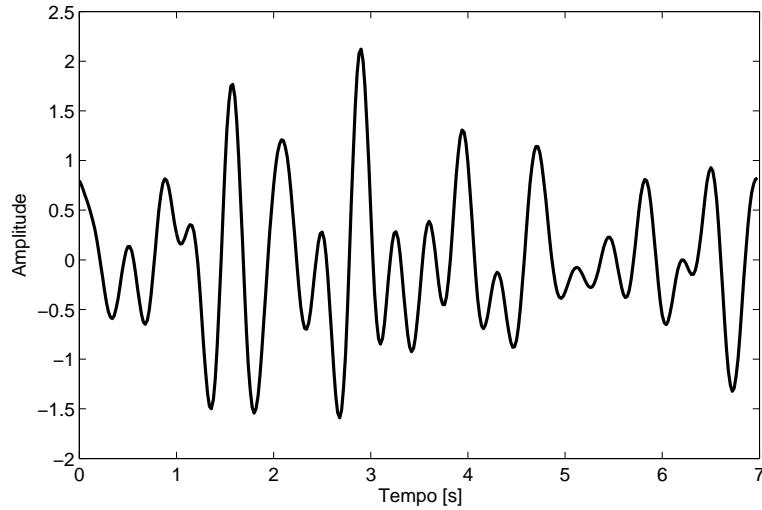



FIG. 4.14: Sinal multisseno com 15 harmônicas e espectro plano, para distribuição aleatória de fases, $FC = 3,0046$.

da frequência, por meio de algoritmos eficientes de DFT, e impondo restrições em ambos os lados da DFT.

O fluxograma do algoritmo é mostrado na FIG. 4.16. Inicialmente, os coeficientes de amplitude das componentes senoidais A_i são especificados de forma a moldar a distribuição de potência no espectro de frequência. O algoritmo é então inicializado com os coeficientes de fase ϕ_i especificados de modo aleatório ou pela distribuição de Schroeder, caso o espectro definido seja plano. Por meio da DFT inversa, obtém-se um período do

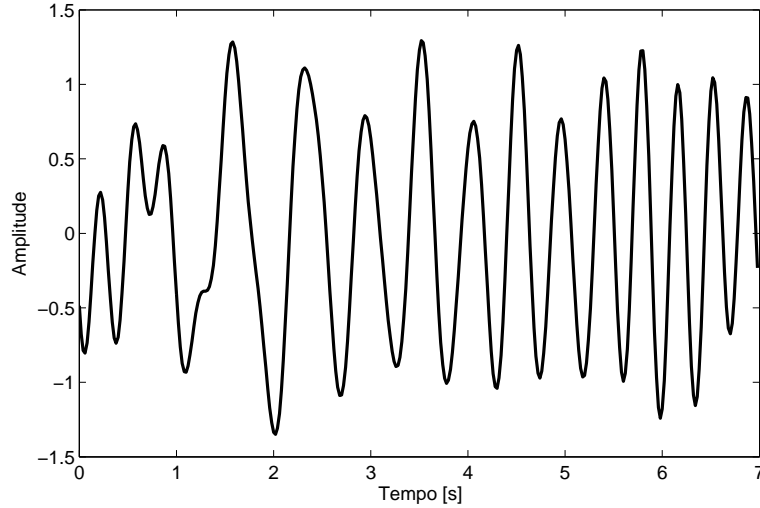



FIG. 4.15: Sinal multisseno com 15 harmônicas e espectro plano, para distribuição de fases de Schroeder, $FC = 1,9784$.

sinal no domínio do tempo, partindo das especificações iniciais de amplitude e fase. O sinal no domínio do tempo é então ceifado em um certo valor relacionado a seu valor extremo. Valores típicos do nível de ceifagem são de 75% a 95% do valor extremo da forma de onda do sinal (VAN DER OUDERAA, 1988). É calculada então a DFT do sinal ceifado.

A informação de fase que resulta desta DFT é retida para a próxima iteração, enquanto a informação de amplitude é descartada, e as amplitudes originais são impostas. Isto assegura que não haja desvio da distribuição de potência harmônica inicialmente especificada, e nenhuma componente espúria de alta frequência seja adicionada ao sinal pela ceifagem realizada. Este processo iterativo se repete até que a variação do fator de crista seja menor que uma dada tolerância. Sendo o multisseno um sinal periódico, a forma de onda resultante é então ajustada para que seu início se dê próximo de zero, de forma que sua aplicação, na planta que se deseja identificar, seja menos invasiva.

Segundo (VAN DER OUDERAA, 1988), a convergência do algoritmo não é garantida, uma vez que o erro pode permanecer constante por algumas iterações, contudo, este é não expansivo, e em aplicações práticas foi verificado experimentalmente que o algoritmo sempre converge para um sinal de menor fator de crista. A FIG. 4.17 compara o sinal original $d(t)$ composto por 15 harmônicos, com o sinal processado pelo algoritmo apresentado $d'(t)$. Na FIG. 4.18, é possível comparar também o espectro em frequência de $D(j\omega)$, o sinal original, e de $D'(j\omega)$ já processado pelo algoritmo. Desta última figura,

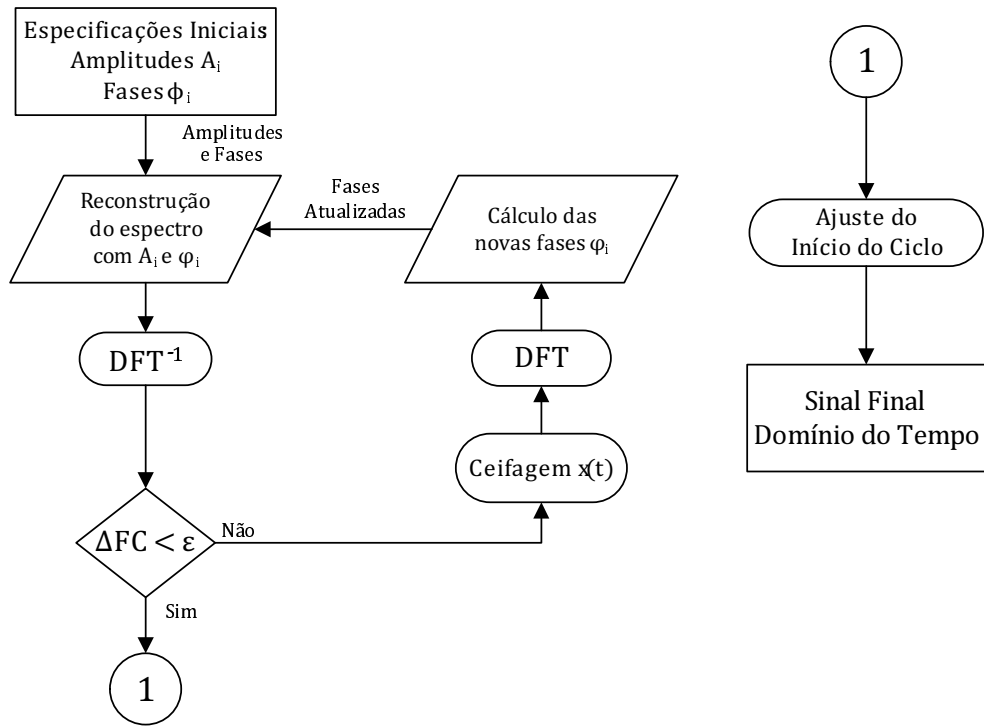



FIG. 4.16: Algoritmo de Van der Ouderaa, para síntese de sinais multisseno com baixo fator de crista.

constata-se que o algoritmo preserva a informação de amplitude do sinal original e ajusta as fases das componentes do sinal de forma a reduzir seu fator de crista.

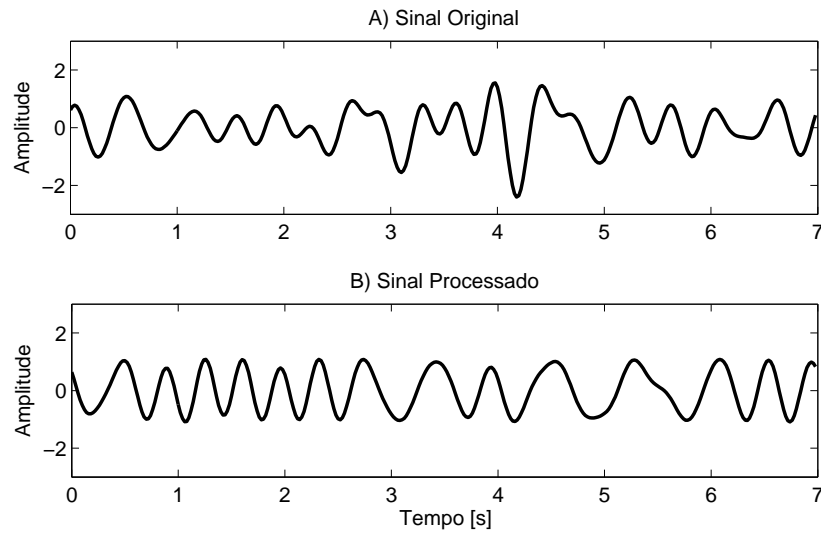



FIG. 4.17: Comparativo no domínio do tempo do sinal original e pós-processado pelo algoritmo de Van der Ouderaa.

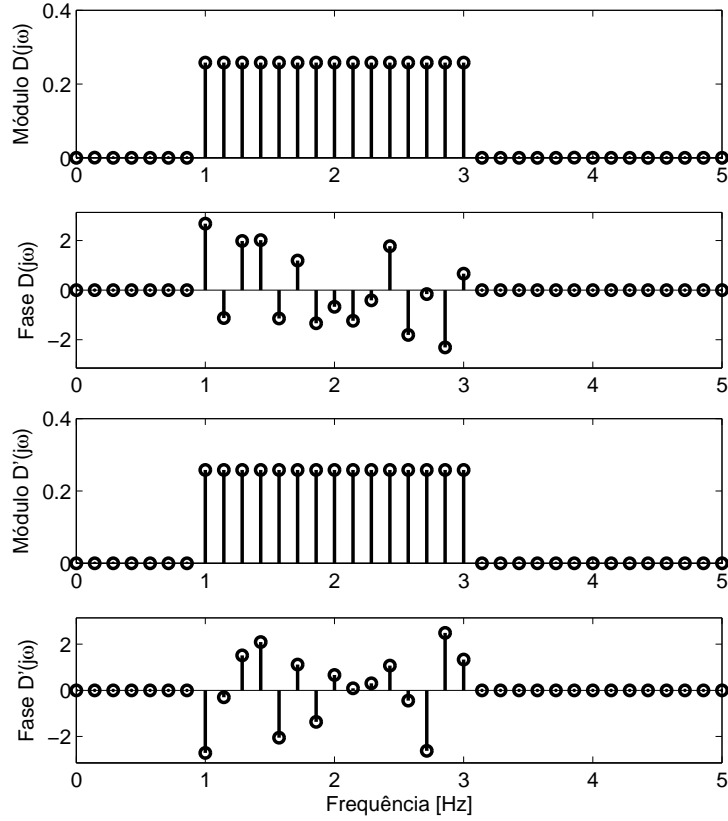



FIG. 4.18: Comparativo no domínio da frequência do sinal original e pós-processado pelo algoritmo de Van der Ouderaa.

A curva de aprendizado do algoritmo é mostrada na FIG. 4.19. Esta figura mostra o comportamento do fator de crista ao longo das iterações. Um fato interessante que se pode notar na curva de FC é a presença de diversos mínimos locais. De acordo com (VAN DER OUDERAA, 1988), são estes mínimos locais que impedem que algoritmos de otimização clássicos tenham desempenho satisfatório neste problema, no entanto, o algoritmo mostrado é capaz de se desprender dessas soluções devido ao fato da compactação se comportar com um tipo de inércia. Este comportamento inercial do algoritmo é parcialmente devido ao uso da DFT e ao fato de que o fator de crista é determinado geralmente por poucos picos no sinal multisseno. Durante o processamento do algoritmo, o valor de $||d||_\infty$ devido à um determinado pico é, muitas vezes, subitamente comutado para um outro, o que conduz a um comportamento local de compactação completamente diferente.

Do ponto de vista de identificação de sistemas, a utilização do sinal multisseno é

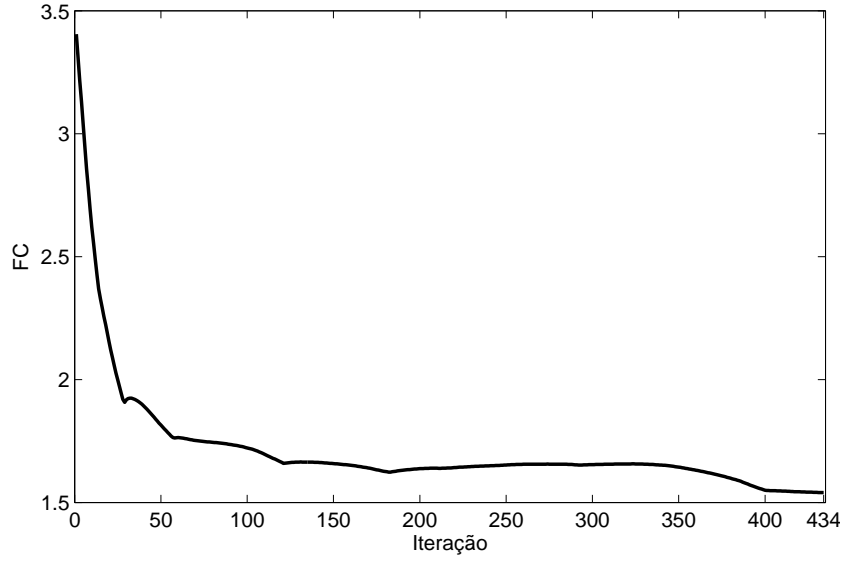



FIG. 4.19: Comportamento do fator de crista ao longo das iterações para o processamento do sinal $d(t)$ da FIG. 4.17.

bastante direta. Assim como na identificação por senóides de frequência única, o levantamento da resposta em frequência da planta é feita por análise de Fourier. Porém, a utilização do sinal multisseno, dispensa a repetição das medições, visto que este pode ser sintetizado com todo o conteúdo harmônico da faixa de frequência de interesse.

O fato da energia estar distribuída no espectro diminui o SNR das medições com sinal multisseno quando comparado às medições com senóides puras, isto porém pode ser contornado por meio da aplicação de n períodos do sinal multisseno. Calculando a média do sinal de saída sobre os n períodos, consegue-se um aumento efetivo do SNR, proporcional ao número n de períodos aplicados (PIERRE, 2010).

5 RESULTADOS DO ENSAIO DE CAMPO REALIZADO NA USINA DE ITAIPU

Este capítulo apresenta os resultados da aplicação da metodologia proposta em (BOSSA, 2011) em um ensaio realizado na usina de Itaipu, já utilizando sinais de sondagem mais sofisticados, apresentados neste trabalho. O sinal de sondagem escolhido foi o multisseno, devido à flexibilidade de seu conteúdo de frequência e características favoráveis à sua utilização em aplicações de sistemas de potência.

Por ocasião do ensaio, foi empregado um sinal multisseno de frequência fundamental de $0,05Hz$ e com 58 componentes harmônicos de $0,1Hz$ a $3Hz$ formando um espectro plano, i.e., todas as componentes possuem a mesma amplitude. Foram aplicados 10 períodos do sinal, totalizando um tempo de excitação da planta de 3 minutos e 20 segundos. Os registros das respostas dos geradores foram carregados na rotina de análise de dados, e alguns resultados prévios puderam ser verificados no local do ensaio.

A metodologia de ensaio de polaridade reversa não pôde ser testada naquela ocasião, devido à técnica ainda não estar plenamente desenvolvida à época do ensaio (maio de 2011). Em coordenação com a equipe de operação e manutenção de Itaipu, foi agendado um novo ensaio (setembro de 2012) para o levantamento de dados experimentais da técnica de ensaio de polaridade reversa, proposta neste trabalho. Porém, devido a condições sistêmicas não favoráveis, este novo ensaio não pode ser realizado. Estima-se que o novo ensaio seja realizado em meados de 2013, e que os resultados obtidos sejam então objeto de publicação de artigo em revista especializada internacional.

Antes de apresentar os resultados, a seção seguinte expõe um panorama do Sistema interligado Nacional (SIN), e do modelo utilizado nas simulações computacionais realizadas a fim de comparação com os dados experimentais.

5.1 DESCRIÇÃO DO SIN

O SIN possui $105GW$ de capacidade instalada, demanda máxima de $76GW$, e cerca de $100000km$ de linhas de transmissão de $230kV$ a $765kV$. O modelo dinâmico utilizado em simulações contém 4600 barras, 4100 linhas e 190 usinas modeladas com seus sistemas de controle da excitação e reguladores de velocidade, sendo 134 delas equipadas com PSSs.

Todas as usinas são modeladas por um gerador agregado com seus controles de excitação e velocidade, com poucas exceções. A única modificação realizada no modelo disponível, para a execução das simulações apresentadas neste capítulo, foi a individualização das unidades geradoras do setor de $60Hz$ de Itaipu. O elo HVDC de $6000MW$, alimentado por Itaipu $50Hz$, cuja capacidade de geração chega a $7000MW$, também consta no modelo utilizado.

A matriz de estado do SIN tem 4628 estados e é estável para o ponto de operação escolhido, o qual acredita-se reproduzir adequadamente as condições do SIN no momento do ensaio de campo.

A usina de Itaipu $60Hz$ possui 10 unidades geradoras, cada uma com $720MW$ de capacidade, que são representadas, juntamente com seus controladores associados, por 18 variáveis de estado. A geração máxima de Itaipu totaliza $6300MW$, com 9 unidades despachadas, que são entregues principalmente ao subsistema Sudeste/Centro-Oeste através de 3 linhas de $765kV$ com aproximadamente 900km de extensão. Ao longo desta linha, há ainda uma interconexão com o subsistema Sul, que ocorre na subestação de Ivaiporã, a 300km de Itaipu.

O ensaio de campo foi realizado numa manhã de domingo (07 de maio de 2011), quando o SIN operava em condições de demanda reduzida, de forma a não submeter o sistema a um risco desnecessário. Havia 8 unidades sincronizadas, porém somente 6 unidades estavam carregadas, cada uma gerando aproximadamente $500MW$ com fator de potência adiantado de 0.99. Estas 2 unidades adicionais estavam sincronizadas para fornecer suporte de reativo ao sistema, uma vez que um trecho da linha de transmissão de $765kV$, entre as subestações de Ivaiporã e Itaberá, estava desligado.

Este fato violou a premissa de simetria estrutural da usina, assumida nos desenvolvimentos dos Capítulos 3 e 4. Contudo, apesar dessa situação introduzir uma fonte de erro nos dados experimentais levantados, os resultados do ensaio foram satisfatórios na comparação com as simulações computacionais e com os dados de outros ensaios realizados anteriormente, mostrando assim a robustez do método a assimetrias estruturais na usina sob ensaio.

5.2 GRANDEZAS PRÓPRIAS E MÚTUAS

As FIG. 5.1 e FIG. 5.2 mostram as respostas em frequência de $P(j\omega)$ e $T(j\omega)$ levantadas no ensaio de campo realizado, em comparação com as obtidas por simulação

computacional.

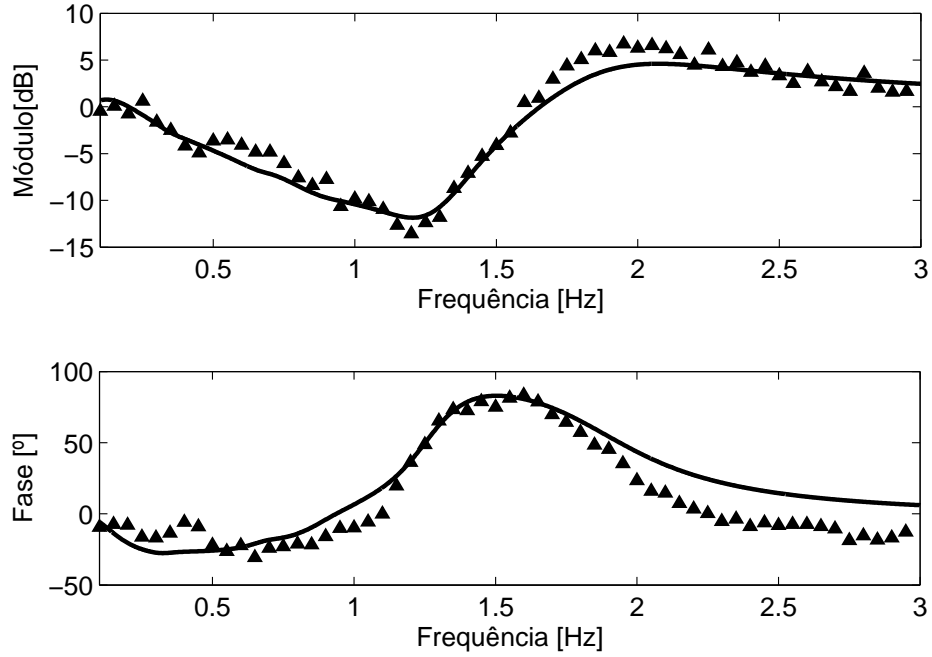



FIG. 5.1: Gráfico de resposta em frequência de $P(j\omega) = V_{PSS_1}(j\omega)/V_{PSSd_1}(j\omega)$ obtidos de simulações (—) e de ensaio de campo (▲).

A FIG. 5.3 mostra os registros de desvios da tensão terminal V_{t_1} e potência elétrica P_{t_1} do gerador onde foi aplicado o sinal de sondagem multisseno. De acordo com a equipe de manutenção de Itaipu, a recomendação para ensaios nos geradores da usina é de que a excursão da tensão terminal não ultrapasse $\pm 2\%$ e a da potência elétrica fique entre $\pm 30MW$. Como se pode notar na FIG. 5.3, a perturbação nessa grandezas do gerador foi substancialmente inferior ao limites recomendados. Esta constatação leva à conclusão de que um maior SNR poderia ser obtido através do aumento da amplitude do sinal utilizado, assim como pela utilização de um espectro do sinal de sondagem mais adequado à planta, ou seja, com menores amplitudes nas frequências de ressonância do sistema, ao invés de um espectro plano.

5.3 MODO LOCAL OU GERADOR AGREGADO

Considerando o fato de que havia 8 unidades sincronizadas no momento do ensaio, a resposta em frequência de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ pode ser obtida por uma combinação linear de $P(j\omega)$

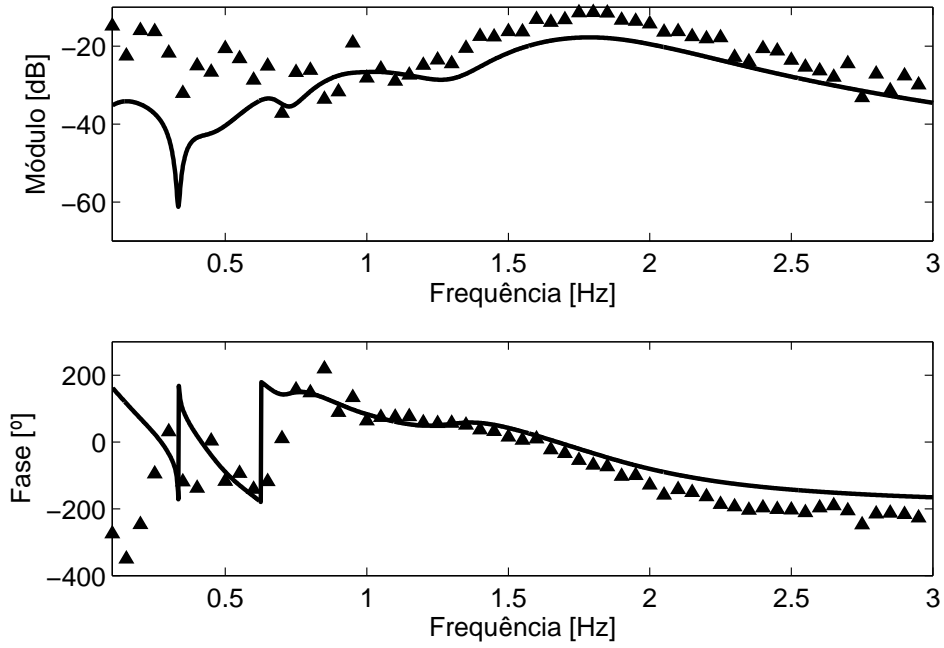



FIG. 5.2: Gráfico de resposta em frequência de $T(j\omega) = V_{PSS_2}(j\omega)/V_{PSSd_1}(j\omega)$ obtidos de simulações (—) e de ensaio de campo (▲).

e $T(j\omega)$, conforme a equação (3.21) reescrita a seguir:

$$H_{zw}^{ag}(j\omega) = P(j\omega) + 7T(j\omega) = \frac{V_{PSS_1}(j\omega)}{V_{PSSd_1}(j\omega)} + 7\frac{V_{PSS_2}(j\omega)}{V_{PSSd_1}(j\omega)}. \tag{5.1}$$

A FIG. 5.4 apresenta a resposta em frequência de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ obtida através da rotina de análise de dados do ensaio. Na mesma figura, a título de comparação, constam também as respostas obtidas por simulação e por ajuste de curva dos dados experimentais. Um ajuste de 5ª ordem foi utilizado para estimar os polos e zeros da função de transferência do canal de perturbação para o modo local ou gerador agregado. Os pares de polos e zeros dominantes produzidos por este ajuste estão listados na TAB. 5.1.

Analisando a TAB. 5.1, nota-se que os resultados alcançados com o ensaio se conformam aos encontrados por meio de simulação. Esta tabela ainda indica que os estabilizadores da usina de Itaipu contribuem decisivamente para o aumento de amortecimento das oscilações deste modo. Como dito anteriormente, o par de zeros complexos de $H_{zw}^{ag}(s)$ correspondem ao par de polos do modo local no caso de todos os estabilizadores da usina estarem desativados. O amortecimento para esta situação seria de $4,8\%$ de acordo com as simulações computacionais e $4,2\%$ considerando os dados do ensaio. Os polos de $H_{zw}^{ag}(s)$,

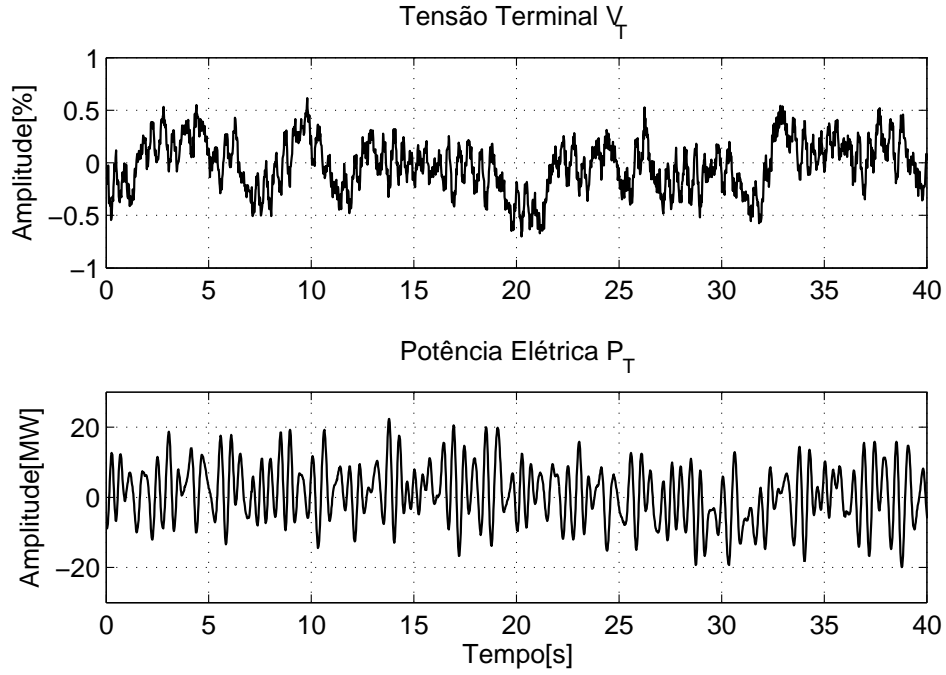



FIG. 5.3: Registro da respostas da tensão terminal V_{t_1} e da potência elétrica P_{t_1} no gerador onde foi aplicado o sinal de sondagem multisseno.

TAB. 5.1: Características do modo local ou agregado da usina de Itaipu 60Hz

	Modelo Computacional do SIN	Ajuste das Curvas Experimentais
Polos de $H_{zw}^{ag}(s)$	$-1,97 \pm j5,56$ $\omega_d = 0,94Hz$ $\zeta = 33,4\%$	$-1,62 \pm j5,1$ $\omega_d = 0,85Hz$ $\zeta = 30,3\%$
Zeros de $H_{zw}^{ag}(s)$	$-0,25 \pm j5,12$ $\omega_d = 0,81Hz$ $\zeta = 4,8\%$	$-0,22 \pm j5,23$ $\omega_d = 0,83Hz$ $\zeta = 4,2\%$

por sua vez, são os mesmos polos do sistema em malha fechada, e indicam amortecimento satisfatório quando calculados tanto das medidas do ensaio de campo $(30,3\%)$ quanto de simulações $(33,4\%)$. Com base nestes dados é possível inferir que o ajuste do PSS de Itaipu é adequado para este estado do sistema.

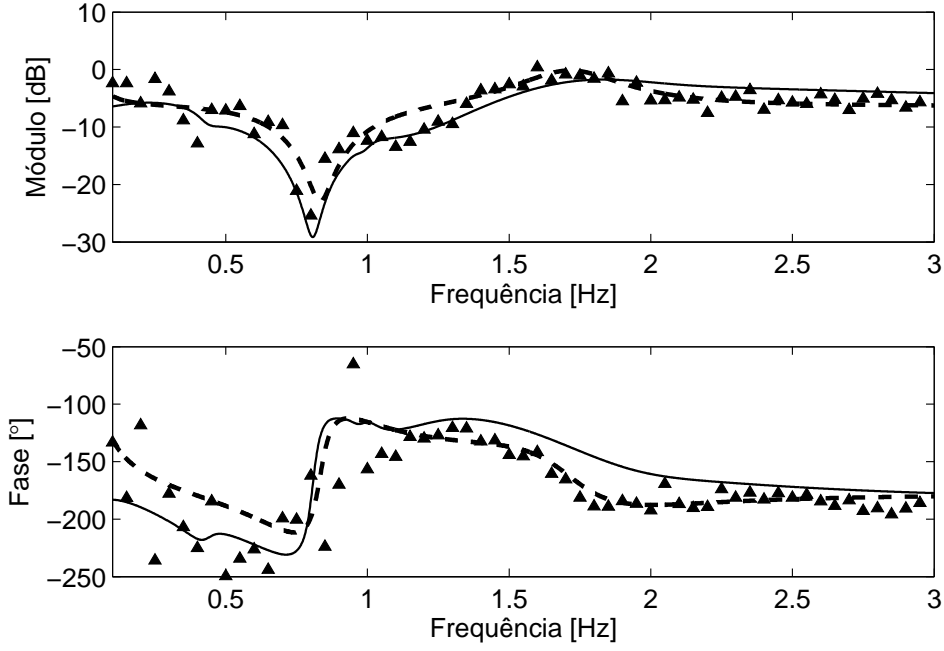



FIG. 5.4: Gráfico de resposta em frequência de $H^{ag}_{zw}(s)$ obtido de simulações (—), ensaios de campo (▲) e de um ajuste de curvas de 5ª ordem (- - -).

5.4 MODO INTRAPLANTA

De maneira análoga, a resposta em frequência de $H^{ip}_{zw}(j\omega)$ referente ao modo de oscilação intraplanta, pode ser obtida das grandezas própria e mútua, conforme a equação (3.22) reescrita a seguir.

$$H^{ip}_{zw}(j\omega) = P(j\omega) - T(j\omega) = \frac{V_{PSS_1}(j\omega)}{V_{PSSd_1}(j\omega)} - \frac{V_{PSS_2}(j\omega)}{V_{PSSd_1}(j\omega)} \tag{5.2}$$

A FIG. 5.5 apresenta a resposta em frequência de $H^{ip}_{zw}(j\omega)$ obtida através da rotina de análise de dados do ensaio. Na mesma figura, a título de comparação, constam também as respostas obtidas por simulação e por ajuste de curva dos dados experimentais. O ajuste utilizado para estimar os polos e zeros da função de transferência do canal de perturbação para o modo intraplanta também é de 5ª ordem. Os pares de polos e zeros dominantes produzidos por este ajuste estão listados na TAB. 5.2.

Uma análise semelhante àquela feita para o modo local pode ser realizada partindo dos dados da TAB. 5.2. Verifica-se uma contribuição considerável dos estabilizadores ao amortecimento do modo intraplanta de Itaipu, pela comparação entre o amortecimento

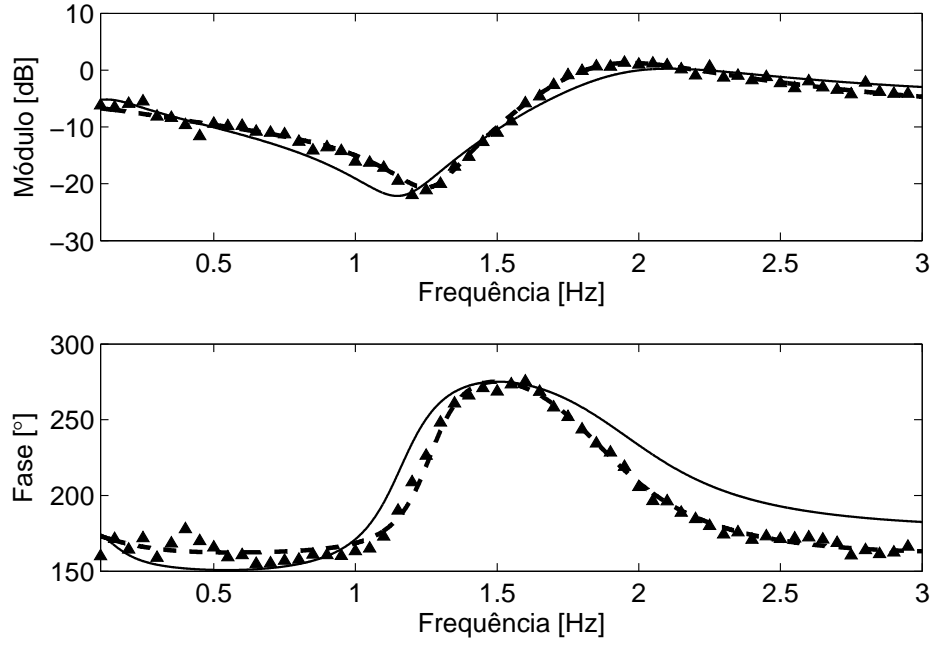



FIG. 5.5: Gráfico de resposta em frequência de $H_{zw}^{ip}(s)$ obtido de simulações (—), ensaios de campo (▲) e de um ajuste de curvas de 5ª ordem (- - -).

TAB. 5.2: Desempenho do modo intraplanta da usina de Itaipu 60Hz

	Modelo Computacional do SIN	Ajuste das Curvas Experimentais
Polos de $H_{zw}^{ip}(s)$	$-2,39 \pm j12,2$ $\omega_d = 1,97Hz$ $\zeta = 19,2\%$	$-1,88 \pm j11,6$ $\omega_d = 1,88Hz$ $\zeta = 15,9\%$
Zeros de $H_{zw}^{ip}(s)$	$-0.83 \pm j7,29$ $\omega_d = 1,17Hz$ $\zeta = 11,3\%$	$-0,69 \pm j7,94$ $\omega_d = 1,26Hz$ $\zeta = 8,6\%$

de malha fechada (com PSS) de $19,2\%$ para simulações e de $15,9\%$ partindo dos dados do ensaio, com o amortecimento em malha aberta (sem PSS) de $11,3\%$ para simulações e de $8,6\%$ partindo dos dados do ensaio. Estes resultados estão de acordo com os obtidos em ensaio prévio (2008), e mostram também que os PSSs da usina de Itaipu operam com ajuste adequado e são importantes para operação do sistema em níveis seguros.

5.5 SIMULAÇÕES DO ENSAIO DE POLARIDADE REVERSA

Nesta seção, são apresentados resultados de simulações da metodologia de ensaio de polaridade reversa para ilustrar as vantagens da técnica de ensaio proposta, apontadas no Capítulo 4. Estas simulações foram realizadas utilizando o mesmo modelo empregado para obter as simulações comparativas das seções anteriores, isto é, foi utilizado o modelo completo do SIN, com as UGs de Itaipu individualizadas.

A FIG. 5.6 mostra as excursões no tempo das grandezas $V_{PSS_n}(t)$ das unidades geradoras de Itaipu, para aplicação de um sinal multisseno em polaridade reversa no modelo computacional. Nesta figura, é possível perceber que os únicos geradores que são perturbados pelo ensaio são as UG1 e UG2, onde foram aplicados os sinais de sondagem em contrafase e, a resposta da UG2 é idêntica a da UG1, contudo com uma defasagem relativa de 180°. Conforme visto na Subseção 4.1.3, toda a energia dos sinais de sondagem se concentram apenas nestes geradores.

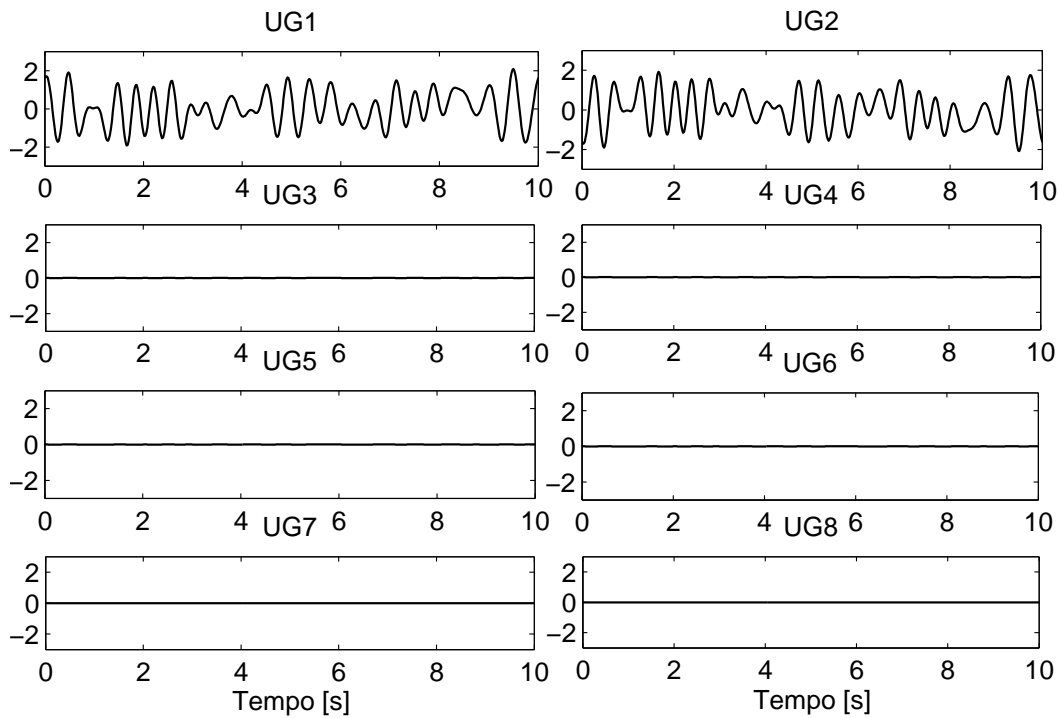



FIG. 5.6: Gráfico da resposta no tempo de $V_{PSS_n}(t)$ das UGs de Itaipu, para aplicação de um sinal multisseno em polaridade reversa.

Adicionalmente, de forma a verificar o aumento da imunidade a ruídos nas medições proporcionado por esta metodologia, foram realizadas também simulações introduzindo

ruído no sistema. As saídas das UG1 e UG2 são combinadas, conforme descrito na Subseção 4.1.3, para eliminação de ruídos correlacionados nas duas saídas. A FIG. 5.7 mostra um comparativo entre as respostas em frequência levantadas na presença de ruídos ($SNR = 0dB$) afetando ambas as saídas, com coeficiente de correlação variando de 0 a 1.

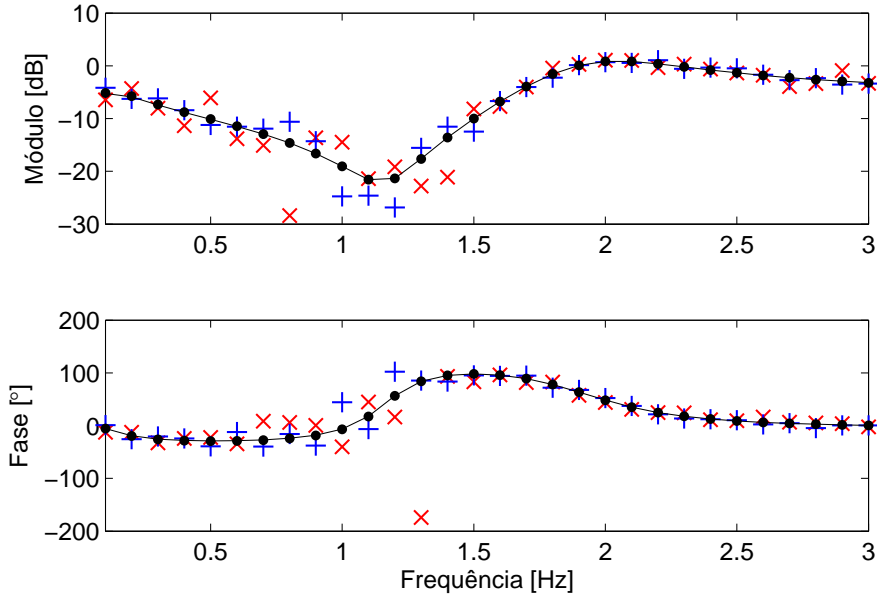



FIG. 5.7: Gráfico da resposta em frequência de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ obtido sem necessidade de combinações lineares, para aplicação de um sinal multisseno em polaridade reversa.

Na FIG. 5.7 é possível perceber visualmente que não existe dispersão dos valores de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ calculados apenas com ruído comum às duas saídas de UG1 e UG2 (●), em relação ao valores exatos (—), calculados sem qualquer ruído. Este fato se deve à propriedade de eliminação dos ruídos r_1 e r_2 sempre que $\rho_{r_1 r_2} = 1$, que o ensaio em polaridade reversa possui. Para o caso onde $\rho_{r_1 r_2} \approx 0,5$ (+), ou seja, os ruídos r_1 e r_2 que afetam as saídas de UG1 e UG2 são parcialmente correlacionados, verifica-se que existe uma dispersão devida ao erro introduzido pelo ruído, que é apenas parcialmente cancelado. No caso onde r_1 e r_2 são completamente descorrelacionados (×), a dispersão é ainda maior.

Na prática, os geradores de uma usina sob ensaio estão sujeitos a uma composição de ruídos com diferentes níveis de correlação. A metodologia de ensaio proposta permite a eliminação de parte deste ruído, contribuindo para medições mais acuradas e resultados mais confiáveis.

6 CONCLUSÃO

A metodologia de função de transferência de canal de perturbação, aplicada a usinas elétricas multigerador, reúne qualidades que permitiriam empregá-la como uma função autoteste para diagnóstico rápido da qualidade do ajuste de estabilizadores. Por meio desta metodologia, pode-se verificar a influência do PSS nos modos eletromecânicos (local e intraplanta) de maneira independente, e isto é realizado partindo apenas de medidas de resposta em frequência de malha fechada. Entretanto, algumas restrições foram notadas no âmbito prático de execução dos ensaios necessários para identificação de respostas em frequência.

Com os desenvolvimentos realizados neste trabalho foi possível superar algumas destas limitações práticas do procedimento de ensaio proposto inicialmente em (BOSSA, 2011), como o longo tempo necessário para execução do ensaio e análise dos dados e o baixo SNR das medidas das grandezas mútuas, e apontar a possibilidade de introduzir automatismo na execução do teste.

Verificou-se que a busca por um sinal de sondagem de espectro amplo, para substituir a prática de levantamento de respostas em frequência ponto a ponto, depende de um compromisso entre praticidade e o SNR das medidas. Ainda que tenha sido mostrado que, para o caso de sinais de espectro amplo periódicos, é possível obter níveis de SNR comparáveis à técnica anterior, o sinal a ser utilizado deve ser projetado com cautela, tendo em vista as características da planta que se deseja identificar.

A análise dos resultados do ensaio realizado em 2011, na usina de Itaipu, permitiu confirmar o potencial da utilização de sinais mais sofisticados para aumentar a praticidade e confiabilidade dos resultados. Apesar do sinal de sondagem multisseno utilizado no ensaio ser de baixa amplitude, a aplicação de 10 períodos do sinal e posterior processamento da resposta, permitiu uma qualidade de resposta semelhante a alcançada com a utilização de diversas senóides de uma única frequência.

Embora não tenha sido possível a aplicação prática da técnica de ensaio em polaridade reversa, proposta neste trabalho, os desenvolvimentos e simulações apontaram para ganhos expressivos na confiabilidade dos resultados obtidos quando esta proposta de ensaio é empregada de forma complementar.

O fato da energia introduzida pelo sinal de sondagem se concentrar somente nas unidades sob ensaio, e a possibilidade de eliminação da parcela correlacionada do ruído que afeta as medições através da combinação das saídas dos geradores, proporciona melhores estimativas das respostas em frequência necessárias para verificação da qualidade do ajuste de estabilizadores.

Pode-se destacar, por fim, que as ferramentas computacionais desenvolvidas para auxiliar na sintetização de sinais de sondagem adequados e no processamento dos dados obtidos em ensaios de campo, permitem obter com menor esforço por parte do usuário e com maior agilidade, um diagnóstico da qualidade do ajuste do estabilizador de usinas elétricas. Estas rotinas representam também um primeiro passo na direção de possibilitar a introdução de funções automáticas de verificação de ajuste de estabilizadores em sistemas de excitação digitais modernos.

7 BIBLIOGRAFIA

BAKER, D. H., KRAUSE, P. C. e RUSCHE, P. A. **An investigation of excitation system interaction**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-94(3):705–715, Maio 1975.

BERUBE, G. R. e HAJAGOS, L. M. Integral of accelerating power type stabilizers. Em *IEEE Tutorial Course - Power System Stabilization via Excitation Control (07TP185)*. 2007.

BERUBE, G. R., HAJAGOS, L. M. e BEAULIEU, R. **A utility perspective on under-excitation limiters**. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 10(3):532–537, Setembro 1995.

BOLLINGER, K. E. Power stabilizer design. Em *A detailed report to Calgary Power Ltd. on simulation and design techniques for power stabilizers*. 1974.

BOLLINGER, K. E., HURLEY, J., KEAY, F., LARSEN, E. e LEE, D. C. Power system stabilization via excitation control. Em *IEEE Tutorial Course - Power System Stabilization via Excitation Control (81 EHO 175-0 PWR)*. 1980.

BOSSA, T. H. S., MARTINS, N., PELLANDA, P. C. e DA SILVA, R. J. G. C. **A field test to determine PSS effectiveness at multigenerator power plants**. *IEEE Trans. PWRS*, 26(3):1522–1533, Agosto 2011.

BOYD, S. **Multitone signals with low crest factor**. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, CAS-33(10):1018–1022, Outubro 1986.

BRIGHAM, E. ***The Fast Fourier Transform***. Prentice-Hall, 1974.

CHOW, J., SANCHEZ-GASCA, J., REN, H. e WANG, S. **Power system damping controller design using multiple input signals**. *IEEE Control Syst. Mag.*, 20(4): 82–90, Agosto 2000.

COOPER, G. e MCGILLEN, C. ***Methods of Signal and Systems Analysis***. Holt, Rinehart and Winston, Inc., New York, 1967.

DANDENO, P., KARAS, A., MCCLYMONT, K. e WATSON, W. **Effects of high-speed rectifier excitation systems on generator stability limits**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-87:190–201, Janeiro 1968.

DE MELLO, F. e CONCORDIA, C. **Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-88:316–329, 1969.

DE MELLO, F., HANNETT, L. e UNDRILL, J. **Practical approaches to supplementary stabilizing from accelerating power**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-97: 1515–1522, Setembro 1978.

FARMER, R. e AGRAWAL, B. **State-of-the-art technique for power system stabilizer tuning**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-102(3):699–707, Março 1983.

GRAUPE, D. ***Identification of Systems***. Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1972.

GUBNER, J. ***Probability and Random Processes for Electrical Engineers***. Cambridge University Press, 2006.

HEFFRON, W. e PHILLIPS, R. **Effect of modern amplidyne voltage regulators on underexcited operation of large turbine generators**. *AIEE Transactions*, PAS-71:692–697, Agosto 1952.

KEAY, F. e SOUTH, W. **Design of a power system stabilizer sensing frequency deviation**. *IEEE Trans.*, PAS-90:707–713, Abril 1971.

KOESSLER, R. **Techniques for tuning excitation system parameters**. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 3(4):785–791, Dezembro 1988.

KUNDUR, P. **Definition and classification of power system stability, IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions**. *IEEE Trans. PWRS*, 19(3):1387–1401, Agosto 2004.

KUNDUR, P., BÉRUBÉ, G., HAJAGOS, L. e BEAULIEU, R. Practical utility experience with and effective use of power system stabilizers. volume 3, págs. 1777–1785, Julho 2003.

KUNDUR, P., LEE, D. e ZEIN EL-DIN, H. **Power system stabilizers for thermal units: Analytical techniques and on-site validation**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-100:81–95, Janeiro 1981.

KUNDUR, P. ***Power System Stability and Control***. McGraw-Hill, 1994.

LARSEN, E. e SWANN, D. **Applying power system stabilizers, parts I, II, and III**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-100:3017–3046, Junho 1981.

LEE, D., BEAULIEU, R. e SERVICE, J. **A power system stabilizer using speed and electrical power inputs – design and field experience**. *IEEE Trans. on PAS*, PAS-100:4151–4167, Setembro 1981.

LEE, D. e KUNDUR, P. **Advanced excitation control for power system stability enhancement**. *CIGRÉ 38-01*, 1986.

LJUNG, L. ***System Identification: Theory for the User***. Prentice-Hall, 2a edition, 1999.

MACIEJOWSKI, J. ***Multivariable Feedback Design***. Addinson Wesley, 1989.

MARTINS, N., BOSSA, T. H. S., PELLANDA, P. C. e DA SILVA, R. J. G. C. Proposal of a new field test in power plants for improved PSS tuning: Preliminary simulations. Em *VIII IREP Symposium*, volume 3, Buzios, Agosto 2010.

MARTINS, N., PELLANDA, P. C. e ROMMES, J. **Computation of transfer function dominant zeros with applications to oscillation damping control of large power system**. *IEEE Trans. PWRS*, 22(4):1657–1664, Novembro 2007.

ONS – OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA. Base de dados de arquivos dinâmicos. `http://www.ons.org.br/avaliacao_condicao/casos_perturbacoes.aspx`. Acessado em: 12/06/2011.

PIERRE, J., ZHOU, N., TUFFNER, F., HAUER, J., TRUDNOWSKI, D. e MITTELSTADT, W. **Probing signal design for power system identification**. *IEEE Trans. on PWRS*, 25(2):835–844, Maio 2010.

RIFE, D. e VANDERKOOY, J. **Transfer-function measurement with maximum-length sequences**. *J. A. Eng. Soc*, 37(6):419–444, 1989.

ROGERS, G. **Power system structure and oscillations**. *IEEE Computer Applications in Power*, 12(2):14–21, Abril 1999.

ROGERS, G. ***Power System Oscilations***. Kluwer Academic Publishers, 2000.

SCHOUKENS, J., PINTELON, R., DER OUDERAA, E. V. e RENNEBOOG, J. **Survey of excitation signals for FFT based signal analyzers**. *IEEE Trans. on Instrum. Meas.*, 37(3):342–352, Setembro 1988.

SCHROEDER, M. **Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation**. *IEEE Trans. Information Theory (Corresp.)*, IT-16:85–89, Janeiro 1970.

SKOGESTAD, S. e POSTLETHWAITE, I. ***Multivariable Feedback Control: Analysis and Design***. John Wiley & Sons, 2005.

VAN DER OUDERAA, E., SCHOUKENS, J. e RENNEBOOG, J. **Peak factor minimization using a time-frequency domain swapping algorithm**. *IEEE Trans. on Instrum. Meas.*, 37(1):145–147, Março 1988.

8 APÊNDICE

8.1 APÊNDICE 1: PROPOSTA DE AUTOMATIZAÇÃO DA VERIFICAÇÃO DO AJUSTE DE PSS

Com base nas metodologias apresentadas nos Capítulos 3 e 4, foram desenvolvidas algumas ferramentas computacionais, em ambiente Matlab®, para processamento *in loco* dos dados do ensaio, permitindo assim a verificação imediata da qualidade dos dados obtidos no ensaio e dos resultados propriamente ditos.

Estas ferramentas representam um primeiro passo na direção da automatização da verificação do ajuste de PSS em usinas elétricas. Elas mostram que, pela combinação das características vantanjosas das metodologias de função de transferência de canal de perturbação aliada ao novo ensaio de polaridade reversa, e de sinais mais avançados como o multisseno, é possível um alto nível de eficiência no processo de verificação da influência dos estabilizadores locais nos modos eletromecânicos da usina. Com a modernização crescente dos sistemas de controle em usinas elétricas, rotinas como as apresentadas neste capítulo, poderiam ser incorporadas diretamente ao sistema de controle de excitação digital como uma função autoteste adicional. Apesar de estar fora do escopo do presente trabalho, estas propostas de automatização de mais alto nível poderiam ser realizadas a baixo custo e de maneira direta.

Inicialmente, é apresentado um aplicativo desenvolvido para gerar sinais multisseno baseado no algoritmo de Van Der Ouderaa, mostrado na Subseção 4.2.3. Este aplicativo permite a especificação de diversas características do sinal, como conteúdo de frequência, taxa de amostragem, fator de crista, entre outros. Dessa maneira, pode-se adequar o sinal de sondagem multisseno a qualquer condição de ensaio.

Também é apresentada a rotina para análise dos dados obtidos do ensaio. Esta rotina calcula as características dinâmicas dos modos eletromecânicos da usina para ausência e presença de seus estabilizadores, com base nos dados de resposta das unidades sob ensaio em malha fechada. Com estes resultados é então possível inferir sobre a eficácia do presente ajuste dos estabilizadores da usina.

8.1.1 GERADOR DE SINAIS MULTISSENO

A interface gráfica do aplicativo para sintetização de sinais de sondagem multisseno (MSgen), desenvolvido em ambiente Matlab®, é apresentada na FIG. 8.1. Os componentes principais da interface estão referidos a seguir.

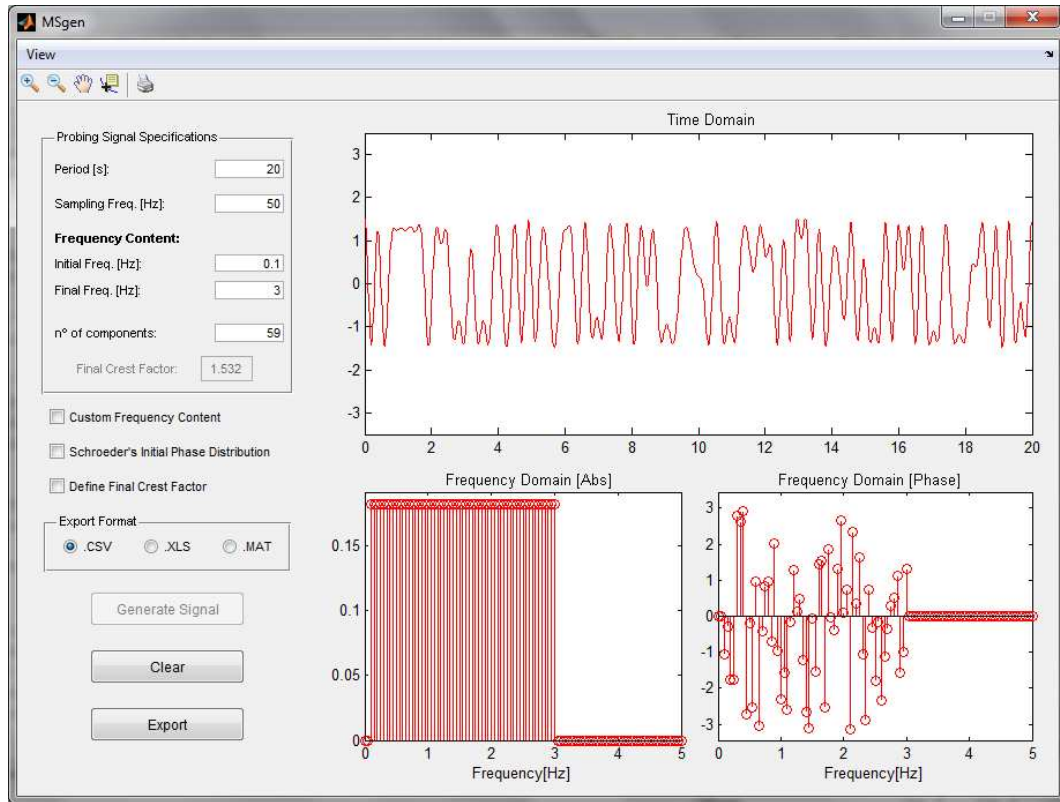



FIG. 8.1: Interface gráfica do aplicativo de geração de sinais multisseno.

- *Period* [s]: Define o período T do sinal multisseno em segundos. Este dado é de grande importância, pois define a resolução de frequência do sinal multisseno $\Delta f = 1/T$. Cada componente de frequência do sinal é múltipla da frequência fundamental, tornando interessante que este valor seja baixo, de forma a garantir um menor espaçamento entre as raias de frequência do sinal. Contudo, para um menor espaçamento na frequência é necessário um período mais longo. Além disso, a energia por componente de frequência aplicada é menor, para um sinal de mesmo valor *rms* com T maior.

- *Sampling Frequency* [Hz]: Define a frequência de amostragem f_s do sinal gerado. Segundo (VAN DER OUDERAA, 1988), o número de amostras do sinal utilizadas

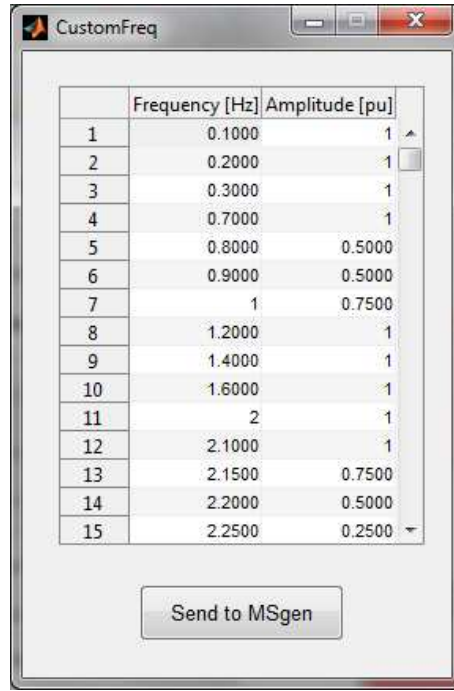



FIG. 8.2: Janela para inserção de componentes de frequência arbitrárias (opção *Custom Frequency Content*).

na DFT não deve ser inferior a $16N_c$ ou superior a $32N_c$, onde N_c é o número de componentes senoidais do sinal gerado. Caso seja menor, poucos pontos são utilizados e os picos do sinal não podem ser medidos com precisão e o fator de crista real pode ser diferente do encontrado, pois o ponto de maior amplitude pode ocorrer entre as amostras. Caso seja maior, a convergência do algoritmo se torna mais lenta devido ao alto número de restrições impostas. A taxa de amostragem do sinal define o número total de amostras do sinal utilizadas na DFT do algoritmo. Dessa forma, recomenda-se a utilização de valores de f_s dentro da faixa indicada.

- *Initial Freq.* [Hz]: Define o limite inferior de frequência para um sinal multisseno de espectro plano (*boxcar*). Todas as componentes do sinal abaixo dessa frequência possuem magnitude nula.

- *Final Freq.* [Hz]: Define o limite superior de frequência para um sinal multisseno de espectro plano. Todas as componentes do sinal acima dessa frequência possuem magnitude nula.

- *n° of components*: Define o número de componentes senoidais que integram o sinal

gerado. Este número é dependente da frequência fundamental $1/T$ e dos limites superior e inferior do espectro desejado.

- *Custom Frequency Content*: Esta opção abre uma nova interface (FIG. 8.2) que permite a inserção de componentes senoidais por meio de sua frequência e amplitude específicas. Através desta opção é possível gerar um espectro em frequência qualquer para o sinal multisseno.

- *Schroeder's Initial Phase Distribution*: Esta opção permite inicializar o algoritmo com distribuição de fases de Schroeder, ao invés da distribuição de fases aleatória. Como visto na Subseção 4.2.3, esta distribuição de fase permite um fator de crista inicial menor para sinais com espectro plano, proporcionando assim convergência mais rápida. Para sinais com espectro não-plano, a distribuição de Schroeder não apresenta qualquer ganho e, dessa forma, esta opção é desabilitada quando a opção *Custom Frequency Content* está marcada.

- *Define Final Crest Factor*: Esta opção aciona o modo de fator de crista final fixo. Neste modo, define-se o fator de crista final que se deseja para o sinal gerado, e o aplicativo parte de diversas distribuições de fase iniciais (aleatórias ou de Schroeder) para chegar a um sinal final que possua o fator de crista desejado. Caso mais de 10 iterações sejam realizadas e o algoritmo não consiga encontrar um sinal que alcance o fator de crista desejado, o fator de crista final inicialmente definido é incrementado em 0,1. Isto geralmente acontece caso o fator de crista final definido possua um valor muito baixo. Isto permite que o algoritmo encontre um sinal multisseno com fator de crista mais próximo possível do valor inicialmente desejado.

- *Export Format*: Neste campo é selecionado o formato do arquivo a ser exportado contendo o sinal multisseno gerado. É possível exportar o sinal em arquivos no formato *comma-separated values* (.csv), planilha de excel (.xls) ou arquivo de variáveis do Matlab (.mat). Todos os arquivos apresentam um cabeçalho informando as especificações do sinal, utilizadas em sua geração.

- *Generate Signal*: Depois de definidas as especificações do sinal que se deseja sintetizar, este botão dá início ao algoritmo e, após o término do processamento, apresenta o sinal resultante no domínio do tempo e da frequência, nos gráficos da interface.

- *Clear*: Este botão limpa os resultados e gráficos gerados e prepara o aplicativo para uma nova utilização.

- *Export*: Este botão permite exportar o sinal resultante no formato previamente selecionado no campo *Export Format*. Assim que pressionado, abre uma interface para seleção do nome do arquivo e pasta de destino.

É importante ressaltar que a ferramenta computacional de geração de sinais multisseno é um aplicativo *stand-alone*, ou seja, sua execução independe do programa Matlab. Para sua utilização, somente é necessária a instalação de uma biblioteca de funções (MCR - *Matlab Compiler Runtime*), disponibilizada gratuitamente pela Mathworks, empresa que detém os direitos do programa Matlab.

8.1.2 ANALISADOR DE DADOS DO ENSAIO

Uma vez realizado os ensaios e colhidas as respostas dos geradores, estes dados são processados por uma rotina desenvolvida para análise *in loco* das respostas em frequência. De uma forma geral, são fornecidos os registros dos sinais de sondagem multisseno aplicados e das respostas dos geradores sob ensaio, e a rotina calcula e apresenta as respostas em frequência de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ e de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$, bem como seus respectivos polos e zeros dominantes estimados. Através destes, é possível inferir sobre a qualidade do ajuste dos estabilizadores da usina.

Inicialmente, são aplicados n períodos do sinal multisseno ao geradores sob ensaio, lembrando que apenas um gerador é excitado no ensaio para levantamento de $P(j\omega)$ e, para o levantamento de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$, dois geradores são excitados em contrafase. A rotina realiza então a média temporal dos registros da resposta dos geradores sobre os n períodos aplicados, e calcula a DFT dos sinais de entrada e saída. Sendo apenas a faixa de frequência de interesse retida.

Com os dados de entrada e saída no domínio da frequência são calculadas, por meio da razão saída-entrada, as respostas em frequência de interesse. Finalmente, é aplicada a combinação linear descrita na equação (4.37), para obtenção de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$.

Os polos e zeros de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ e de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ são estimados a partir da função *fitfrd*, da biblioteca *Robust Control Toolbox*. Esta função produz um modelo em espaço de estados, de dimensão arbitrária, que melhor ajusta a resposta em frequência experimental do ensaio.

Como mostrado na Subseção 3.1.2, por meio das características dos polos de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ e de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$, como frequência e amortecimento, é possível verificar o comportamento dinâmico dos modos eletromecânicos da usina na presença de todos os estabilizadores da usina. Já os zeros de $H_{zw}^{ip}(j\omega)$ e de $H_{zw}^{ag}(j\omega)$ permitem inferir sobre em que condições os modos eletromecânicos estariam se todos os estabilizadores da usina fossem desabilitados.

Adicionalmente, é possível carregar dados de simulações, exportados do Pacdyn, para comparação com as respostas em frequência obtidas no ensaio.

A rotina para análise de dados do ensaio não foi compilada com interface gráfica devido à incerteza do formato dos dados de entrada e a pequenos ajustes que foram necessários por ocasião do ensaio. Dessa forma, a rotina foi utilizada na forma de *script* em Matlab, para que seu código fonte pudesse ser alterado mais facilmente, flexibilizando sua utilização no campo.